



Étude d'un système hybride pile à combustible / microturbine dans un contexte microréseau rural isolé

Sylvain Baudoin

► To cite this version:

Sylvain Baudoin. Étude d'un système hybride pile à combustible / microturbine dans un contexte microréseau rural isolé. Electronique. Université de Bordeaux, 2015. Français. NNT : 2015BORD0440 . tel-01282650

HAL Id: tel-01282650

<https://theses.hal.science/tel-01282650>

Submitted on 4 Mar 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE EN COTUTELLE PRÉSENTÉE
POUR OBTENIR LE GRADE DE
DOCTEUR DE
L'UNIVERSITÉ DE BORDEAUX ET DE
L'UNIVERSITÉ DU PAYS BASQUE (UPV/EHU)

ÉCOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGÉNIEUR (BDX)
PROGRAMA DE DOCTORADO INGENIERIA DE CONTROL, AUTOMATIZACION Y
ROBOTICA (UPV)
SPÉCIALITÉ ÉLECTRONIQUE (CNU 63)

Par Sylvain BAUDOUIN

**Étude d'un système hybride pile à combustible /
microturbine dans un contexte microréseau rural isolé**

Sous la direction de Ionel VECHIU, de Haritza CAMBLONG, et de Jean-Michel
VINASSA

Soutenue le jeudi 10 décembre 2015

Membres du jury :

Mme Delphine RIU, Professeur, Grenoble Institut National Polytechnique
Mme Corinne ALONSO, Professeur, Université Toulouse III
M. Haritza CAMBLONG, Professeur, Universidad del País Vasco
M. Jean-Michel VINASSA, Professeur, Université de Bordeaux
M. Ionel VECHIU, Professeur, ESTIA Recherche
Mme Linda BARELLI, Professeur, University of Perugia

Président, rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse
Directeur de thèse
Directeur de thèse
Invité

Titre : Étude d'un système hybride pile à combustible / microturbine dans un contexte microréseau rural isolé

Résumé :

Les milieux ruraux, souvent distants du réseau électrique principal, sont particulièrement adaptés au déploiement de microréseaux (MR). Ce type de réseau permet une restructuration du réseau électrique d'aujourd'hui afin d'intégrer plus efficacement un plus grand nombre des sources d'énergie renouvelable. Le biogaz, obtenu par la méthanisation des déchets agricoles, est une ressource d'énergie renouvelable disponible dans les zones rurales. Cette ressource, facilement stockable en grande quantité, est particulièrement intéressante pour les réseaux faibles comme le MR. Les sources d'énergies valorisant le biogaz sont plus fiables et moins dépendantes de phénomènes stochastiques comme le vent ou l'éclairement solaire.

Après un état de l'art sur les différentes technologies valorisant le biogaz, il ressort qu'un système hybride composé d'une pile à combustible de type SOFC et d'une microturbine (MT) permet d'atteindre le meilleur rendement électrique avec un faible impact environnemental.

L'objectif global de la thèse est d'étudier le système SOFC/MT comme source principale dans un contexte MR rural isolé. Dans ce but, une modélisation du système a été réalisée en se focalisant sur les éléments ayant un impact sur la dynamique des signaux électriques du système. Le système hybride a ensuite été dimensionné dans le but de conserver un rendement électrique optimal et un unique convertisseur multiniveau de type 3LNPC est utilisé pour l'intégrer au MR. Comme une pile à combustible est sensible aux variations de charges (affectant son rendement et sa durée de vie), le premier objectif de la stratégie de commande appliquée au convertisseur 3LNPC est de réguler la puissance de la SOFC à sa valeur nominale. Le MR devant pouvoir fonctionner en autonomie lors de son ilotage, le deuxième objectif de cette stratégie est de fixer la tension et la fréquence du réseau.

Les contrôleurs de la stratégie de commande sont conçus en attachant une importance particulière à la robustesse des correcteurs. Le fonctionnement du système hybride SOFC/MT, piloté par un unique convertisseur de type 3LNPC équipé d'une stratégie de commande originale, a été testé et validé en simulation puis expérimentalement sur la plateforme MR d'ESTIA-Recherche.

Mots clés : Système hybride ; Solide Oxyde Fuel Cell ; Microréseau isolé ; Convertisseur 3LNPC ; Modélisation ; Dimensionnement ; Contrôle

Title : Study of a fuel cell / microturbine hybrid system in an isolated rural microgrid context

Abstract : [1700 caractères maximum]

Rural areas, often far away from the main electric grid, are particularly suitable for the deployment of microgrids (MG). This type of grid allows a restructuring of today's power grid in order to integrate more efficiently renewable power sources. Biogas, produced by anaerobic digestion of agricultural wastes, is a renewable energy resource available in rural areas. This resource, easily stored in large quantities, is particularly interesting for weak grids like a MG. Energy sources using biogas are more reliable and less dependent on stochastic phenomena such as wind or solar illumination.

After a state of the art on the different technologies enhancing biogas, it is clear that a hybrid system consisting of a SOFC type fuel cell and a microturbine (MT) achieves the best electric efficiency with low environmental impact.

The overall objective of the thesis is to study the SOFC / MT system as the main power source in an isolated rural MG context. For this purpose, a model of the system was carried out by focusing on the elements that affect the dynamics of the system's electrical signals. The hybrid system was then sized in order to maintain optimal electrical performance, and a unique 3LNPC multilevel converter is used to integrate the hybrid system to the MG. As a fuel cell is sensitive to load changes (affecting its performance and lifespan), the first objective of the control strategy applied to the 3LNPC converter is to regulate the power of the SOFC at its nominal value. The MG must be able to operate autonomously when islanded, thus the second objective of this strategy is to set the grid voltage and frequency.

The controllers of the control strategy are designed paying particular attention to the robustness. The operation of the SOFC / MT hybrid system, driven by a single 3LNPC type converter equipped with an innovative control strategy, has been tested and validated in simulation and experimentally in the MG platform of ESTIA Research.

Keywords : Hybrid system ; Solide Oxyde Fuel Cell ; Isolated microgrid; 3LNPC converter ; Modelling ; Sizing ; Control

Unité de recherche

[ESTIA Recherche, 97 Allée Théodore Monod, Technopole Izarbel, 64210 Bidart]

Introduction générale

D'après l'Agence Internationale de l'Energie, plus de 1,4 milliards de personnes dans le monde ne disposent pas d'accès à l'électricité. Environ 85% de ces personnes vivent dans les zones rurales. Ces régions sont également confrontées à des nombreux défis environnementaux et économiques qui font que, particulièrement pour ces régions, des solutions énergétiques durables seront basées sur un recours accru aux sources d'énergie renouvelables (SER).

Une solution prometteuse pour répondre aux problèmes d'intégration des SER dans le milieu rural et qui permettrait également d'exploiter et de consommer localement l'énergie provenant des ressources à proximité est le microréseau.

Les zones rurales, souvent distantes du réseau électrique principal et ayant accès facilement à de sources d'énergies renouvelables, sont particulièrement adaptées aux microréseaux. Les milieux agricoles disposent notamment d'une ressource d'énergie renouvelable particulière : le biogaz obtenu des déchets organiques. Contrairement à la production d'énergie intermittente des SER comme l'éolien et le photovoltaïque, l'exploitation du biogaz est plus facilement prévisible. En outre, son énergie est stockable en amont sous forme de gaz, ce qui rend la production d'électricité constante et contrôlable. De ce fait, cette énergie est très intéressante pour contribuer à la stabilité d'un MR rural.

Il existe de nos jours de multiples modes de valorisation du biogaz. De par ses nombreux atouts dont un excellent rendement électrique, la pile à combustible SOFC (Solid Oxide Fuel Cell) est une technologie d'avenir adaptée à la valorisation électrique du biogaz. En associant cette technologie à une microturbine, des rendements électriques supérieurs à 70% sont même envisageables. Ce système hybride est de nos jours le mode de valorisation du biogaz le plus performant pour la production d'électricité. Un autre avantage de ce système est qu'il génère très peu de polluants atmosphériques comparé aux moyens conventionnels de cogénération.

Le rendement est un critère très important dans les projets de méthanisation. Actuellement, les cogénérateurs au biogaz produisent en moyenne la moitié de leur puissance totale en chaleur, et leur rendement électrique dépasse rarement les 30%. L'industrialisation d'une cogénération avec un fort rendement électrique, tel que le système SOFC/MT pourrait donc permettre la réalisation de nombreux nouveaux projets de méthanisation.

Cependant, il s'agit d'un système relativement récent sur lequel très peu d'expérimentations ont été menées. Afin de pouvoir étudier son comportement dynamique dans un contexte micro-réseau, nous avons procédé d'abord à la modélisation, puis à l'émulation d'un tel système hybride.

Généralement, les études menées autour du système SOFC/MT sont réalisées d'un point de vue thermodynamique. Après une revue de littérature, il peut être conclu que seules quelques études considèrent la dynamique électrique et la puissance générée par les sources est souvent évaluée par des modèles moyennes.

D'autre part, l'intégration de ce système hybride SOFC/MT dans un MR rural passe classiquement par l'utilisation d'au moins quatre convertisseurs de puissance : deux convertisseurs de type back-to-back pour la gestion de la MT, et un hacheur associé à un onduleur pour la gestion de la SOFC et son interconnexion avec le MR. Comme le principal avantage de ce système hybride est le rendement électrique élevé, une approche cohérente pour la commande du système serait de réduire le nombre de convertisseurs de puissance et par conséquent les pertes engendrées par le nombre de ces convertisseurs.

Pour répondre à ce défi, une stratégie de commande originale a été développée, en insistant sur la robustesse des correcteurs conçu, afin de réaliser la gestion et l'intégration du système hybride SOFC/MT à travers un seul convertisseur de puissance de type 3LNPC. Ce convertisseur est capable de gérer les deux sources et en même temps de d'assurer la fréquence et l'amplitude de la tension CA en site isolé. L'efficacité de la stratégie de commande proposée a été prouvé en simulation et expérimentalement en utilisant un émulateur basé sur la technologie HIL et un prototype de convertisseur 3LNPC.

Sommaire

Résumé	ii
Abstract.....	iii
Introduction générale	v
Sommaire.....	vii
Nomenclature	xi
Resumen extendido (Résumé étendu en espagnol).....	xiii

Chapitre 1 :

Introduction : Valorisation du biogaz dans un contexte microréseau rural isolé

.....	1
1.1 Microréseau rural.....	1
1.2 La production de biogaz dans les zones rurales.....	4
1.3 Modes de valorisation du biogaz	6
1.3.1 Critères pour le choix de la valorisation adapté à un MR rural.....	7
1.3.2 La valorisation directe du gaz	7
1.3.3 La valorisation par cogénération.....	8
1.4 Piles à combustible et systèmes hybrides au biogaz.....	11
1.4.1 Les PAC à hautes températures.....	11
1.4.2 Configurations des systèmes hybrides avec SOFC	12
1.5 Conclusion du chapitre et objectifs de la thèse	15
1.6 Structure du manuscrit	16
Références du chapitre.....	17

Chapitre 2 :

Modélisation du système SOFC/MT

.....	21
2.1 Description du système hybride SOFC/MT	22
2.1.1 Configuration générale.....	22
2.1.2 Processus de reformage	23
2.1.3 Conversion de l'énergie électrique	25
2.1.4 Hypothèses et considérations sur le modèle SOFC/MT	25
2.2 Modélisation de la SOFC	27
2.2.1 Reformage	27
2.2.2 Calcul des pressions partielles	28
2.2.3 Modèle électrochimique	29
2.2.4 Modélisation des pertes et irréversibilités.....	29

2.2.5	Validation du modèle SOFC	30
2.3	Modélisation du système MT	30
2.3.1	Description générale	30
2.3.2	Modélisation de la MT et de la commande associée	32
2.3.3	Générateur synchrone	34
2.3.4	Validation du modèle MT	34
2.4	Autres éléments du système hybride.....	35
2.4.1	Compresseur à air.....	35
2.4.2	Module SuperCondensateurs	36
2.5	Conclusion	37
	Références	38

Chapitre 3 :

Dimensionnement du système hybride SOFC/MT et du MR rural

étudié.....	43
3.1	Caractérisation du MR rural à étudier.....44
3.1.1	Evaluation de la consommation d'un village rural44
3.1.2	Sources d'énergies.....45
3.1.3	Configuration du réseau de distribution.....46
3.1.4	Intégration du système SOFC/MT dans le MR48
3.1.5	Stratégie de Commutation50
3.2	Dimensionnement du système hybride SOFC/MT53
3.2.1	Choix de la puissance nominale des deux sources53
3.2.2	Plage de fonctionnement de la MT53
3.2.3	Sélection du niveau de tension du bus à CC54
3.2.4	SOFC55
3.2.5	Générateur Synchrone à Aimants Permanents de la MT56
3.3	Dimensionnement du module de SuperCondensateurs56
3.4	Filtres du convertisseur 3LNPC58
3.4.1	Filtre côté source58
3.4.2	Filtre côté réseau (LCL)58
3.5	Conditions expérimentales.....60
3.5.1	La plateforme Ener-GEA60
3.5.2	Emulation du système SOFC/MT63
3.5.3	Mise à l'échelle du système expérimental.....64
3.6	Conclusion65
Références.....	66

Chapitre 4 :

Régulation du système SOFC/MT

4.1	Principe de la stratégie et étude du système à contrôler	72
4.1.1	Stratégie de contrôle du système SOFC/MT	72
4.1.2	Etude du système à contrôler	73
4.2	Conception du régulateur	74
4.2.1	Performances désirées	74

4.2.2	Fréquence d'échantillonnage et filtre anti-repliement	75
4.2.3	Identification du modèle de commande.....	77
4.2.4	Choix du correcteur	79
4.2.5	Réglage du régulateur.....	80
4.3	Tests de la stratégie de régulation du système SOFC/MT	82
4.3.1	Cas d'étude.....	82
4.3.2	Configuration de la simulation.....	83
4.3.3	Configuration du système expérimental	83
4.3.4	Résultats obtenus en simulation.....	85
4.3.5	Résultats expérimentaux à puissance réduite	88
4.4	Conclusion	91
	Références	92

Chapitre 5 :

Régulation de la tension du MR..... 95

5.1	Objectifs et architecture de la stratégie de contrôle	96
5.2	Conception du contrôleur de la boucle interne.....	97
5.2.1	Etude du système.....	98
5.2.2	Spécification des performances souhaitées.....	100
5.2.3	Choix de la fréquence d'échantillonnage	101
5.2.4	Conception du filtre anti repliement	102
5.2.5	Modèle de commande.....	103
5.2.6	Réglage du correcteur.....	104
5.3	Conception du contrôleur de la boucle externe.....	105
5.3.1	Etude du système.....	105
5.3.2	Performances souhaitées	107
5.3.3	Fréquence d'échantillonnage et filtre anti-repliement	108
5.3.4	Modèle de commande.....	108
5.3.5	Réglage du correcteur.....	108
5.4	Résultats obtenus en simulation	110
5.4.1	Conditions de test.....	110
5.4.2	Résultats	111
5.5	Résultats expérimentaux à puissance réduite.....	116
5.5.1	Conditions de test.....	116
5.5.2	Modifications des correcteurs pour les tests expérimentaux.....	117
5.5.3	Résultats	117
5.6	Conclusion	121
	Références	122

Chapitre 6 :

Conclusions et perspectives..... 123

6.1	Conclusions	123
6.2	Perspectives	126
6.3	Publications.....	127

Annexe A.....	129
Annexe B.....	133
Annexe C.....	135

Nomenclature

3LNPC	<i>3 Level Neutral Point Clamped</i>
BF	Boucle Fermée
BO	Boucle Ouverte
BT	Basse Tension
CA	Courant Alternatif
CC	Courant Continu
CaC	Chambre à Combustion
CAN	Convertisseur Analogique Aumérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
DIR	Reformage Interne Direct
GSAP	Générateur Synchrone à Aimants Permanents
HIL	<i>Hardware In the Loop</i>
MCFC	<i>Molten Carbonate Fuel Cell</i>
MR	MicroRéseau
MT	MicroTurbine
ORC	<i>Organic Rankine Cycle</i>
PAC	Pile à Combustible
PCI	Pouvoir Calorifique Inférieur
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SBPA	Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire
SC	SuperCondensateur

SER	Sources d'Energies Renouvelables
SOFC	<i>Solid Oxide Fuel Cell</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THIPWM	<i>Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distorsion</i>

Resumen extendido

Los entornos rurales, a menudo distantes de la red eléctrica principal, están particularmente adaptados para la instalación de microrredes (MR). Este tipo de redes permite una reestructuración de la red eléctrica actual con el objetivo de integrar más eficazmente una mayor cantidad de energía renovable. El biogás, obtenido por la metanización de residuos agrícolas, es uno de los recursos de energía renovable disponible en zonas rurales. Este recurso, fácilmente almacenable en grandes cantidades, es particularmente interesante para las redes débiles como las MR. Las fuentes de energía que utilizan el biogás son más fiables y menos dependientes de fenómenos estocásticos como el viento o la irradiación solar.

Del análisis del estado del arte de las diferentes tecnologías que utilizan el biogás se ha concluido que un sistema híbrido compuesto por una pila de combustible de tipo SOFC y una microturbina (MT) permite obtener el mejor rendimiento eléctrico con un impacto medioambiental bajo.

El objetivo global de la tesis ha sido estudiar el sistema SOFC/MT como fuente principal en un contexto MR rural aislado. Con este objetivo, una modelización del sistema ha sido realizada centrándose en los elementos que tienen un impacto sobre la dinámica de las señales eléctricas del sistema. El sistema híbrido ha sido después dimensionado con el objetivo de conservar un rendimiento eléctrico óptimo y un único convertidor multinivel de tipo 3LNPC es utilizado para integrar el sistema en la MR. Como una pila de combustible es sensible a las variaciones de la carga (lo que afecta a su rendimiento y a su vida útil), el primer objetivo de la estrategia de control aplicada al convertidor 3LNPC ha sido regular la potencia del SOFC a su valor nominal. Teniendo en cuenta que la MR debe poder funcionar de forma autónoma cuando esté aislada, el segundo objetivo de esta estrategia ha sido fijar la tensión y la frecuencia de la red.

Los controladores de la estrategia de control han sido diseñados dando una importancia particular a la robustez de los mismos. El funcionamiento del sistema híbrido SOFC/MT, gestionado por un único convertidor de tipo 3LNPC asociado a una estrategia de control original, ha sido probado y validado en simulación y también experimentalmente en la plataforma EneR-GEA de ESTIA-Recherche.

Capítulo 1

El primer Capítulo de la tesis resume el contexto del trabajo de investigación que se presenta a continuación. Esta tesis doctoral ha tenido como principal objetivo elegir la Fuente de Energía Renovable (FER) que sería utilizado en un contexto rural, donde las redes eléctricas son débiles, y proponer estrategias de control de cara a mantener la estabilidad de dicha MicrorRed (MR) rural.

Caracterizada por una gran capacidad de integración de fuentes renovables y de almacenamiento de energía, la microrred es una de las mejores soluciones para una mayor implicación de los consumidores en el sector de la energía. Este tipo de redes, presentadas al comienzo del Capítulo 1, son aún más interesantes en un contexto rural, el cual dispone de

numerosos recursos de energías renovables. Un entorno rural dispone normalmente de un recurso que es a menudo poco explotado: el biogás. Este recurso, obtenido por la metanización de residuos orgánicos, es muy interesante de cara a obtener la estabilidad de una MR. El biogás es fácilmente almacenable en grandes cantidades, por lo que la energía producida por este tipo de fuente renovable es más previsible y constante que las FERs intermitentes, tales como el solar y la eólica.

Existen numerosos modos de valorización del biogás, los cuales son presentados y comparados en este Capítulo para seleccionar el sistema más adaptado a una MR rural. Las tecnologías actuales que utilizan eléctricamente el biogás presentan en general un rendimiento eléctrico débil. Generan una cantidad de calor importante, que normalmente es difícil de aprovechar por los consumidores locales, y por tanto, se pierde. Un rendimiento eléctrico elevado es, como consecuencia, un criterio importante para la elección de la tecnología. Es el caso de la pila de combustible de tipo Solid Oxide Fuel Cell (SOFC), el cual tiene un rendimiento eléctrico de alrededor de 50%. Si esta pila de combustible se asocia a una microturbina (MT), se puede llegar a aumentar el rendimiento eléctrico hasta el 70%. Una MT valoriza no solamente el calor del SOFC, sino que también quema el gas que no ha reaccionado en la pila de combustible. La utilización de un único ciclo gaseoso en este sistema híbrido SOFC/MT le dota de un efecto sinérgico, permitiéndole obtener este alto rendimiento.

Una vez analizada la literatura, se ha concluido que existen muy pocos estudios referentes a la dinámica eléctrica del sistema SOFC/MT, especialmente en contextos de MR rurales aisladas. Por lo tanto, uno de los objetivos fijados para la tesis ha sido la de responder a esta laguna, mediante el dimensionamiento y control de un sistema híbrido SOFC/MT como fuente principal de una MR rural para asegurar el equilibrio producción/consumo y al mismo tiempo garantizar la frecuencia y la amplitud de la tensión de la red, preservando un rendimiento eléctrico alto del sistema. De cara a satisfacer este objetivo general, se han identificado otros objetivos secundarios, cuyo cumplimiento ha permitido llevar a buen puerto el presente trabajo de investigación:

- Caracterizar y modelizar el sistema híbrido formado por la pila de combustible SOFC y la microturbina (Capítulo 2).
- Dimensionar el sistema SOFC/MT y caracterizar la MR rural en el que será integrado (Capítulo 3).
- Definir y diseñar una estrategia de control adaptada a las características del sistema SOFC/MT (Capítulo 4).
- Regular la tensión de la MR aislada (Capítulo 5).
- Validar el comportamiento del sistema y sus estrategias de control en simulación y experimentalmente (Capítulos 4 et 5).

Capítulo 2

Con el objetivo de estudiar el comportamiento de un sistema SOFC/MT y de diseñar una estrategia de control adaptada, este sistema ha sido definido en el Capítulo 2, donde el conjunto de sus componentes son modelizados. La modelización del sistema SOFC/MT se ha realizado en colaboración con Linda Barelli, de la Universidad de Perugia. Los principales elementos modelizados en este Capítulo son:

El SOFC, que genera una tensión según la ecuación de Nernst. Las pérdidas óhmicas, de activación y de concentración han sido incluidas.

El reformador, que permite transformar el metano en dihidrógeno por la reacción de reformado con vapor.

La MT es modelizada a partir de un sistema comercial. Un controlador asociado permite regular la potencia generada por la MT según la carga. El modelo de la MT ha sido validado con datos experimentales.

El Generador Síncrono de Imanes Permanentes de gran velocidad asociado a la MT.

El compresor de la MT, que permite comprimir el aire que entra en el SOFC para aumentar su rendimiento. En función de la carga de la MT, la tensión generada por el SOFC será sensiblemente modificada por las pérdidas de concentración, que están directamente relacionadas con la presión del gas entrante en el SOFC.

Un módulo de SuperCondensadores (SCs), integrados después del rectificador de la MT, con el objetivo de responder lo más rápidamente posible a las variaciones de la carga de la MR.

Los elementos del modelo del sistema SOFC/MT han sido validados en la medida de lo posible con valores experimentales disponibles en la literatura.

Capítulo 3

Al comienzo del Capítulo 3, se lleva a cabo un análisis del estado del arte sobre las MR rurales existentes con el objetivo de caracterizar el caso de estudio del sistema SOFC/MT. Típicamente, un pueblo europeo consume una potencia media de una centena de kilovatios. Como este orden de potencia corresponde igualmente a los proyectos de metanización agrícolas, se ha utilizado dicho valor como el valor nominal de la potencia del sistema SOFC/MT. También se definen las demás características de una MR rural, como la longitud y las impedancias de las líneas de la red de distribución.

La selección y dimensionamiento de los diferentes elementos del sistema SOFC/MT han sido realizados en el Capítulo 3 con el objetivo de conservar un rendimiento eléctrico importante. La potencia nominal del sistema híbrido seleccionado ha sido de 90 kW, de los cuales 60 kW corresponden al SOFC. El rango de funcionamiento óptimo de la MT está comprendida entre 15 y 30 kW, y la tensión del bus de corriente continua es de 1000 V. El módulo de SCs ha sido dimensionado para proporcionar la energía necesaria durante una variación de carga máxima aplicada a la MT.

Para poder minimizar las pérdidas eléctricas, un único convertidor de tipo 3LNPC ha sido elegido para integrar el sistema SOFC/MT a la MR. La estrategia de modulación aplicada al convertidor permite añadir un offset a las señales de modulación, permitiendo controlar la división de la potencia de las dos fuentes de continua. Se explica asimismo el dimensionamiento del filtro del convertidor, de tipo LCL.

La MR experimental instalada en la plataforma EneR-GEA de ESTIA-Recherche, así como sus principales elementos son brevemente descritos en este capítulo. Los amplificadores de potencia de una potencia máxima de 1.5 kW cada una, combinados con un sistema HIL, permiten

emular el modelo del sistema SOFC/MT. Las pruebas experimentales se han llevado a cabo a potencia reducida, con un factor de escala de 43 para las corrientes de las dos fuentes del sistema híbrido. Un prototipo del convertidor 3LNPC ha sido utilizado para integrar el sistema SOFC/MT en la MR experimental.

Capítulo 4

El objetivo global de la estrategia de control del sistema SOFC/MT propuesto en esta tesis es doble. El primer objetivo, tratado en el Capítulo 4, es mantener la potencia del SOFC a su valor nominal. El SOFC es sensible a las variaciones de la carga, y regular su potencia a su valor nominal mejora su rendimiento y su duración de vida. La potencia del SOFC es regulada gracias al offset que se añade a las señales de modulación generadas por una segunda estrategia de control, detallada en el Capítulo 5.

Las diferentes etapas de diseño del regulador de la potencia del SOFC están descritas en el Capítulo 4. La primera etapa consiste en caracterizar el sistema a estudiar. Se puede verificar que para un offset constante, la potencia medida a la salida del SOFC contiene una ondulación de 150 Hz, debida a la estructura del convertidor 3LNPC. La tarea del controlador consistirá, pues, en atenuar esta ondulación nefasta para el SOFC, con un tiempo de respuesta de 10 ms (al 5%). La selección de las frecuencias de muestreo y del filtro anti-aliasing está justificada y descrita en este Capítulo.

Siendo la relación que une la potencia del SOFC con el offset compleja y no-lineal, el modelo de control ha sido obtenido por identificación. El proceso de identificación ha sido llevado a cabo para un punto de operación, por lo que se ha dado una particular importancia a la robustez del controlador. Un controlador de tipo RST ha sido elegido y diseñado siguiendo las etapas detalladas en este Capítulo.

El funcionamiento de la estrategia de control del sistema SOFC/MT ha sido validado en simulación, y después experimentalmente a potencia reducida. Durante la variación de la carga de la MR en el rango de funcionamiento definido (de 75 a 90 kW), la potencia del SOFC se mantiene a su valor nominal y es la MT asociada al módulo de SCs quien responde rápidamente a las variaciones de la carga. La ondulación de 150 Hz ha sido igualmente atenuada por el controlador. Los resultados experimentales son similares a los de simulación, a pesar de un nivel de ruido importante proveniente de la parte alternativa de la MR experimental.

Capítulo 5

El sistema SOFC/MT ha sido elegido en esta tesis como fuente principal de la MR, cuyo funcionamiento ha sido analizado solamente en la situación más desfavorable, el funcionamiento desconectado de la red principal. Para este modo de funcionamiento, el sistema SOFC/MT debe fijar la tensión y la frecuencia de la red a través del inversor 3LNPC. La tensión debe ser mantenida a su valor de referencia a pesar de las variaciones de la carga de la MR. La estrategia de control empleada para satisfacer este objetivo está descrita y validada en el Capítulo 5.

Para poder regular la tensión de la MR, la estrategia de control propuesta en este Capítulo consiste en una doble regulación en cascada. El lazo interno regula la corriente a un valor de referencia fijada por el lazo externo, que regula a su vez la tensión de la MR a su valor de referencia. Los modelos de control de los reguladores de los dos lazos han sido obtenidos analíticamente, eligiendo en cada caso el punto de funcionamiento que tiene la mayor ganancia. De este modo, los controladores diseñados con estos modelos de control disponen, utilizando un método de diseño adaptado, de una mayor robustez, lo que permite asegurar la estabilidad del sistema en todos los puntos de funcionamiento. Esta afirmación ha sido verificada en simulación y experimentalmente.

Tal y como se puede observar en los resultados experimentales, estos incluyen ruido de una amplitud relativamente importante, pero la forma de onda de la tensión respeta las normas internacionales de las redes de distribución.

Capítulo 6

Al inicio del Capítulo 6 se explican las principales conclusiones de la tesis, así como las principales contribuciones de la misma. Además de la modelización y el dimensionamiento del sistema SOFC/MT, una de las principales contribuciones de esta tesis es sin duda la utilización de un inversor único de tipo 3LNPC equipado de una estrategia de control original capaz de llevar a cabo al mismo tiempo la gestión de las dos fuentes y cumplir los estándares de la red alterna aislada. La realización de un emulador experimental basado en amplificadores de potencia y la tecnología HIL ha sido otra de las contribuciones importantes llevadas a cabo en esta tesis.

Por otro lado, en este Capítulo también se enuncian las líneas futuras de cara a mejorar las soluciones propuestas en esta tesis doctoral. La modelización del sistema SOFC/MT podría ser mejorada teniendo en cuenta el efecto de las variaciones de la temperatura en el sistema. La MR estudiada en esta tesis está bastante simplificada, otra perspectiva sería estudiar el comportamiento del sistema en una MR más realista, es decir, con otras fuentes de energía renovables, cargas más complejas, y estudiar la conexión/desconexión de la MR de una red principal. Visto el nivel de ruido obtenido en los resultados experimentales, también convendría revisar el entorno de trabajo para poder aislar o eliminar la fuente de dichos ruidos.

Por último, al final de este Capítulo se muestra la lista de los artículos publicados como consecuencia del trabajo realizado en esta tesis.

Introduction : Valorisation du biogaz dans un contexte microréseau rural

Contenu

Chapitre 1	1
1.1 Microréseau rural	1
1.2 La production de biogaz dans les zones rurales	4
1.3 Modes de valorisation du biogaz.....	6
1.3.1 Critères pour le choix de la valorisation adapté à un MR rural	7
1.3.2 La valorisation directe du gaz.....	7
1.3.3 La valorisation par cogénération	8
1.4 Piles à combustible et systèmes hybrides au biogaz	11
1.4.1 Les PAC à hautes températures	11
1.4.2 Configurations des systèmes hybrides avec SOFC.....	12
1.5 Conclusion du chapitre et objectifs de la thèse	15
1.6 Structure du manuscrit.....	16
Références du chapitre	17

Caractérisé par une grande capacité d'intégration des sources d'énergies renouvelables et du stockage d'énergie, le microréseau (MR) est une des meilleures solutions pour une plus grande implication des consommateurs dans le secteur de l'énergie. Ce type de réseau, présenté en début de chapitre, est d'autant plus intéressant dans un milieu rural, disposant de nombreuses ressources d'énergies renouvelables. Nous verrons qu'une de ces ressources, le biogaz, peut contribuer à la stabilité d'un MR. Les différents mode de valorisation du biogaz seront présentés et comparés afin de sélectionner le système le plus adapté à un MR rural.

En fin de ce chapitre introductif, les objectifs de la thèse seront définis et la structure du manuscrit sera présentée.

1.1 Microréseau rural

Ces dernières années, les changements majeurs auxquels le secteur de l'énergie est confronté en raison d'une combinaison de facteurs

environnementaux, ressources fossiles limitées et augmentation de la demande énergétique ont permis un fort développement des énergies renouvelables. Les milieux ruraux disposent de nombreuses ressources d'énergies renouvelables de par leur environnement naturel (solaire, hydraulique, éolien, biomasse). Exploitées intelligemment, ces ressources peuvent suffire à répondre entièrement aux besoins en chaleur et en électricité des consommateurs locaux.

Comparées à la génération d'électricité à partir de ressources fossiles (charbon, pétrole), les sources d'énergies renouvelables (SER) présentent des avantages environnementaux, sociaux et économiques indéniables. Tout d'abord, les SER génèrent moins de gaz à effet de serre et ont une empreinte beaucoup moins importante sur l'écosystème que les sources d'énergies fossiles. Ensuite, les ressources d'énergies renouvelables sont potentiellement inépuisables, ce qui les rend d'autant plus compétitives vis à vis des ressources fossiles qui se raréfient. Leur développement est directement favorable à une économie locale, grâce à une production décentralisée, contrairement aux ressources fossiles majoritairement importés d'autres pays. Les SER peuvent donc permettre une indépendance énergétique. Ces arguments socio-économiques sont d'autant plus valables dans un milieu rural souhaitant développer l'économie locale en respectant l'environnement.

Les SER, intermittentes et généralement de faibles puissances, détériorent la qualité de l'énergie et la stabilité du réseau électrique actuel. Ce dernier, de type centralisé, est structuré autour de sources d'énergies stables et de très fortes puissances (centrales nucléaires, barrages hydrauliques...) qui régulent à elles seules la tension et la fréquence du réseau. C'est pourquoi le partage du réseau de distribution en petites cellules de type microréseau (MR) [1] apparaît comme une solution adaptée à l'intégration des SER. Cette solution permet également d'exploiter et consommer localement l'énergie provenant des ressources à proximité.

Un MR peut être défini comme étant un réseau électrique local faible constitué de différentes sources d'énergies distribuées (principalement des SER), de charges et de systèmes de stockage [2]. La caractéristique principale d'un MR est sa capacité à fonctionner en îlotage, c'est-à-dire déconnecté du réseau principal (Figure 1-1). Les microsources d'énergies sont en général interconnectées avec le MR via des convertisseurs de puissance. Ceux-ci sont commandés pour optimiser la conversion de l'énergie produite et intégrer la source au MR. La stratégie de commande et la gestion globale du MR via ces convertisseurs doivent prendre en compte les caractéristiques du MR afin que chaque convertisseur puisse intégrer les SER et en même temps les faire participer à la stabilité du réseau.

1.1 - Microréseau rural

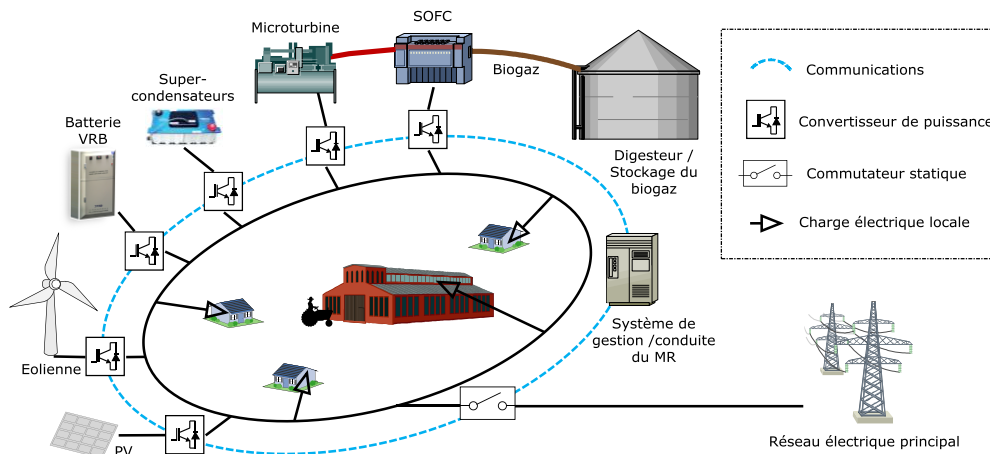


Figure 1-1 : Exemple de microréseau rural

Pour les travaux de recherche présentés dans cette thèse, le MR rural est défini comme un MR électrique localisé dans un milieu rural basé sur la production décentralisée et capable d'assurer la gestion de l'approvisionnement énergétique ainsi que la demande locale. Ceci signifie que les charges du MR étudié suivront le profil de consommation d'un milieu rural typique. Ces charges sont généralement distantes l'une de l'autre, ce qui induit des longueurs de lignes électriques importantes. Par conséquent, un MR rural a typiquement des lignes de transmission hautement résistives et inductives [3]. Ce type de réseau étant typiquement de faible ou moyenne tension, la résistance des lignes est d'autant plus importante [4]. Ces aspects caractérisant un MR rural seront étudiés en détail dans le Chapitre 3.

Une des caractéristiques principales d'un MR est sa capacité de s'isoler du réseau principal. Le MR doit alors pouvoir fonctionner en autonomie avec un maximum de SER. Les zones rurales, souvent éloignées du réseau électrique principal et ayant accès facilement à des sources d'énergies renouvelables, sont particulièrement adaptées au déploiement de MR. Les zones agricoles disposent notamment d'une ressource d'énergie renouvelable particulière : le biogaz obtenu par dégradation des déchets organiques. La production de ce combustible ainsi que ses différents modes de valorisations sont décrits dans la section suivante.

Un MR isolé doit assurer l'équilibre entre la production électrique et la demande et en même temps garantir la qualité et la stabilité du réseau. Lorsque la production est essentiellement constituée de SER intermittentes, il est indispensable de stocker de l'énergie pour combler les différences entre la production et la demande. Dans un MR rural constitué essentiellement de SER, le biogaz pourrait satisfaire cette exigence car il est possible de le stocker pour ensuite le convertir en électricité à la demande [5]. De ce point de vue, cette ressource est très intéressante pour contribuer à la stabilité des MR isolés.

1.2 La production de biogaz dans les zones rurales

Un des problèmes majeurs de la société actuelle est la production croissante de déchets organiques. Avec la nécessité de préserver l'environnement et nos ressources naturelles, ainsi que les contraintes réglementaires sur la qualité des rejets, les producteurs de déchets organiques se voient imposer la mise en œuvre de traitements sûrs. De nombreux pays, comme la France, tentent de développer la filière biogaz depuis plusieurs années. Le milieu agricole est majoritairement touché par cette nouvelle nécessité.

Dans le milieu agricole, la production de biogaz se fait par le processus de méthanisation qui permet de convertir ces déchets organiques en une énergie renouvelable : le biogaz. En optimisant le cycle de la production du biogaz (Figure 1-2), cette ressource peut offrir de nombreux avantages énergétiques sans endommager l'écosystème.

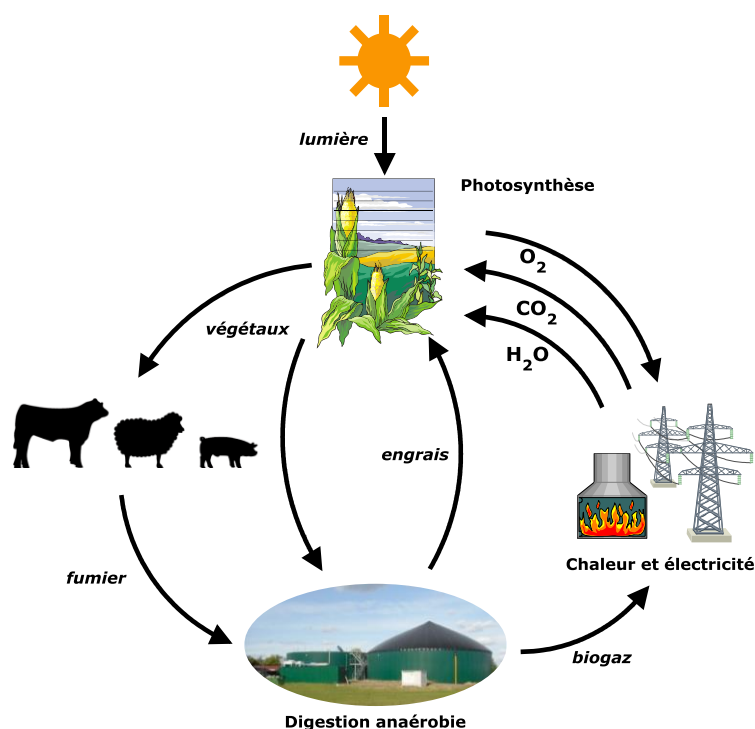


Figure 1-2: Représentation schématique du cycle renouvelable de la digestion anaérobie

La méthanisation est un processus de stabilisation des matières organiques par dégradation. Ce processus est réalisé, comme pour le compostage, par des micro-organismes mais en milieu anaérobie (en absence d'oxygène) dans une structure appelée digesteur. La méthanisation permet de traiter les déchets et les effluents organiques. Le biogaz produit est principalement constitué de deux molécules carbonées : le dioxyde de carbone (CO_2 , de 30 à 50%) et le méthane (CH_4 , de 50 à 70%) [6]. Il peut également contenir du sulfure d'hydrogène (H_2S) dans des proportions variant entre 0 et 0.5%. La présence d' H_2S peut être problématique dans certains modes de valorisation du biogaz, et un traitement de décontamination est parfois nécessaire (voir section 1.4.1). Les

1.2 - La production de biogaz dans les zones rurales

autres constituants de ce gaz se trouvent à l'état de trace. Ils sont variés et dépendent de la nature et de l'origine du déchet ou de l'effluent traité.



Figure 1-3 : Unité de méthanisation rurale avec stockage du biogaz (www.agrogas.eu)

La méthanisation des déchets présente de nombreux avantages écologiques et économiques. En plus de traiter les déchets agricoles, la méthanisation permet de capter le méthane produit, qui est un gaz beaucoup plus néfaste pour l'effet de serre que le CO₂ [7]. Ce mode de traitement des déchets permet également de réduire les nuisances propres à un compostage traditionnel, tel que les odeurs et les insectes nuisibles. Un autre avantage pour les agriculteurs est que ce processus produit un substrat qui est un engrais de très bonne qualité. Mais l'avantage économique principal réside dans la valorisation du biogaz, décrite dans la section suivante (1.3).

La consommation d'énergie moyenne de la centrale de méthanisation représente environ 15% de l'énergie primaire produite. Cette énergie est essentiellement consommée sous forme de chaleur par le digesteur, qui doit être maintenu en moyenne à une température de 30 à 50°C. Selon une analyse de 11 unités de méthanisation en France, 17 à 38% de l'énergie thermique produite est utilisée pour le chauffage du digesteur [8].

Dans le cas des systèmes de méthanisation installés dans les zones rurales isolées, les fermes produisent une quantité relativement faible de biogaz, comparée à celle des centres de traitement des déchets ou des eaux usées. La quantité de biogaz produite dépend fortement des récoltes saisonnières, et est donc variable durant l'année. Le biogaz peut toutefois être facilement stocké dans un gazomètre, structure annexe au digesteur permettant le stockage du gaz (Figure 1-3). Ceci peut permettre de rendre la disponibilité de gaz en sorti du système de stockage constante la majeure partie de l'année. Par sécurité, une torchère est nécessaire en sortie du gazomètre afin de brûler le surplus du biogaz produit (Figure 1-4). Par conséquent, le stockage du biogaz doit être bien dimensionné en fonction de son utilisation afin de minimiser les pertes. La quantité de déchets entrant dans le digesteur peut également être régulée selon la demande en énergie. Il suffit de charger la quantité de déchets nécessaire une heure avant une demande d'énergie importante afin que le pic de puissance demandée coïncide avec celui de la production d'énergie [6]. Cette méthode de production de biogaz à la demande possède un meilleur cycle de vie et permet de diminuer les pertes de biogaz en réduisant son stockage [9], [10].

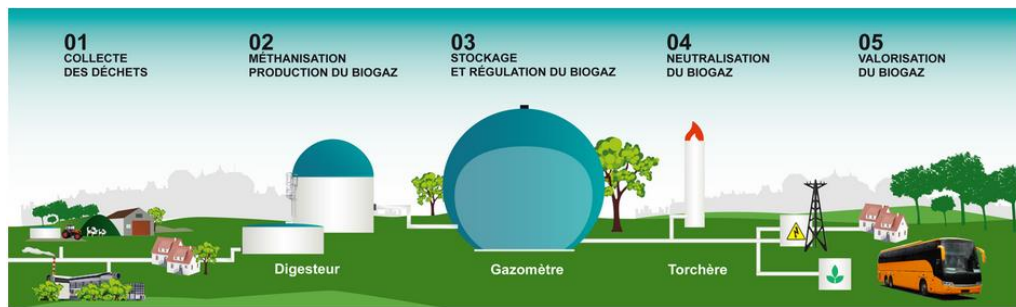


Figure 1-4: Principales étapes de la méthanisation des déchets [11]

Il est souvent préférable d'avoir une production de biogaz la plus grande possible afin de limiter les coûts d'installations. Un moyen d'augmenter cette production est de rassembler les déchets de plusieurs exploitations agricoles en une seule unité de méthanisation. Ceci engendre des frais de collecte des déchets supplémentaires, mais divise les frais d'investissement et de maintenance.

La relativement faible quantité de gaz produit ainsi que l'isolement des zones rurales sont des paramètres à prendre en compte dans le choix du mode de valorisation.

1.3 Modes de valorisation du biogaz

Il existe 4 principaux modes de valorisation du biogaz [12] : la valorisation directe du gaz (en gaz naturel ou en carburant pour véhicule), la production de chaleur, la production d'électricité, ainsi que la production combinée de chaleur et d'électricité (cogénération). Ces principales voies de valorisation sont représentées dans la Figure 1-5.

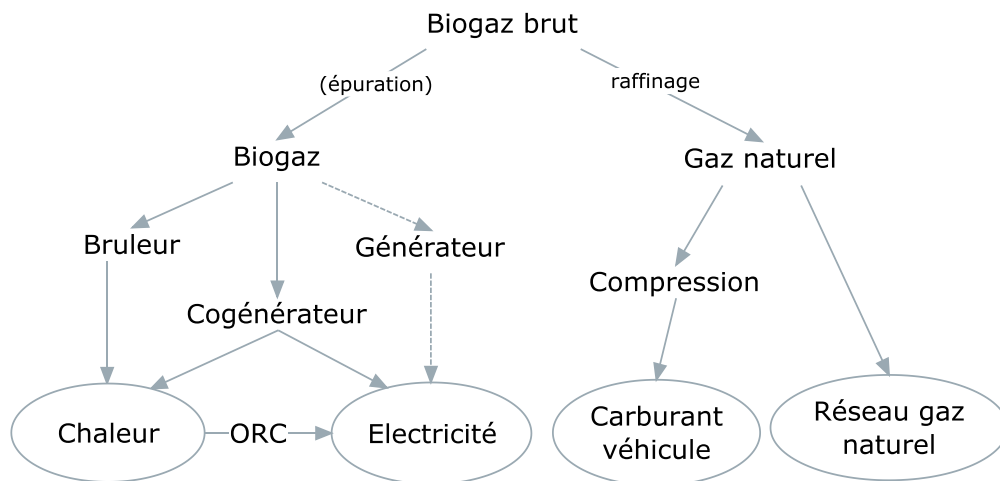


Figure 1-5 : Principales voies de valorisation du biogaz

Dans cette section, ces modes de valorisation sont brièvement présentés et comparés afin de définir la voie la plus adaptée dans le cas d'un MR rural isolé. La production de chaleur seule, ainsi que la génération d'électricité sans récupération de chaleur, ne seront pas développées.

1.3.1 Critères pour le choix de la valorisation adapté à un MR rural

La production exclusive de chaleur à partir de biogaz est envisageable seulement si les consommateurs locaux ont des besoins importants, ce qui est le cas de certaines industries, mais très peu probable dans le cas d'un milieu rural. Par ailleurs, les moyens de production d'électricité existants (moteur à combustion en général) génèrent également une quantité de chaleur importante. Cette énergie thermique produite suffit souvent à couvrir les besoins locaux en chaleur. De surcroît, le transport de la chaleur est accompagné de pertes importantes (entre 3.5% et 20% selon la distance [13]), détériorant significativement le rendement global. Il est donc plus efficace de valoriser électriquement le biogaz produit.

Le rendement électrique des systèmes de cogénération est un critère important dans les projets de méthanisation. De nos jours en France, un tel projet est économiquement viable seulement s'il existe un besoin en chaleur important à proximité de la centrale. En effet, les différents types de systèmes de cogénérations au biogaz actuels produisent en général plus de la moitié de leur puissance totale en chaleur, et leur rendement électrique dépasse rarement les 40% [14]. Cette production importante de chaleur est souvent difficilement utilisée par les consommateurs à proximité. Ce constat est d'autant plus valable dans le cas d'un milieu rural ne se trouvant pas à proximité d'industrie couvrant ces besoins en chaleur.

Une analyse de 50 projets de méthanisation rurale réalisés en France [15] a montré que les trois-quarts de ces projets ont une puissance électrique installée inférieure à 280 kWe. Un autre rapport [6] affirme que les projets de méthanisation agricoles produisent en moyenne une puissance située entre 30 et 300 kWe. Le type de cogénération recherché doit donc avoir une puissance électrique générée d'une centaine de kilowatts électriques.

1.3.2 La valorisation directe du gaz

La transformation du biogaz en gaz naturel est une voie de valorisation très performante, adaptée à de nombreux cas [13]. Son atout majeur est d'avoir de très faibles pertes de transmissions comparé au transport de la chaleur ou de l'électricité. Cette méthode nécessite cependant un raffinage lourd et coûteux. Du fait de son prix et de sa complexité, ce moyen de valorisation est pertinent pour un débit important de biogaz produit et lorsque le réseau de gaz naturel national se trouve à proximité. En outre, la principale contrainte de cette méthode est qu'elle implique une demande suffisante en gaz naturel dans la zone desservie par le réseau à proximité.

Le biogaz peut également être utilisé en tant que carburant véhicule, après avoir suivi une lourde série d'étapes d'épuration et de compression [16]. Elle peut être envisagée dans le cadre d'une flotte captive de véhicule (bus, bennes déchets, ...). De la même manière que l'injection dans le réseau de gaz naturel,

cette valorisation nécessite une grande production de biogaz et un fort coût d'investissement.

Dans le cas de la méthanisation à la ferme, la faible quantité de biogaz produite ne permet pas de rentabiliser ces solutions.

1.3.3 La valorisation par cogénération

Dans cette section, les différentes technologies de cogénération exploitant le biogaz sont décrites et comparées afin de déterminer la plus adaptée pour les MR ruraux. Les critères de comparaison principaux seront la gamme de puissance générée, le coût global, le rendement électrique, ainsi que le rendement global (électrique + thermique).

Le rendement d'un système de conversion d'énergie est défini comme le rapport de la puissance utile en sortie du système sur sa puissance totale en entrée. Dans le cas d'un combustible, la puissance utile est souvent défini comme le produit de son débit par son Pouvoir Calorifique Inférieur (PCI), c'est à dire la quantité de chaleur dégagée par la combustion complète d'une unité de combustible [17]. Le rendement électrique est alors caractérisé par l'équation (1.1).

$$\eta_{el} = \frac{U \cdot I}{(q_{biogaz} \cdot PCI_{biogaz})_{in}} \quad (1.2)$$

1.3.3.1 Moteur à combustion

Ils sont utilisés depuis longtemps pour le biogaz et sont toujours les plus répandus pour cette application. Leur gamme de puissance est généralement comprise entre 10 kW et 5 MW [6]. Leur coût, d'environ 1500 euros par kW_e [18], est le plus faible à l'heure actuelle pour une cogénération à biogaz de faible puissance. Le rendement électrique des moteurs à combustion dépend fortement de leur puissance installée [19], [20], comme le montre le Tableau 1.

Puissance installée	< 5kW	< 45kW	< 500kW	> 500kW
Rendement électrique maximum	20-25%	29%	39%	43%

Tableau 1 : Rendement électrique moyen d'un moteur à combustion interne en fonction de sa puissance installée

La gamme de puissance concernée par le système de cogénération d'une méthanisation rurale étant autour de 100 kW_e, ce type de moteur aurait un rendement électrique d'environ 30% [20]. Néanmoins, un rendement thermique de 50 % est possible, et un rendement global de plus de 80 % sur les petites puissances est atteignable.

1.3.3.2 Moteur à bi-carburant

Basé sur le principe d'un moteur diesel, il est souvent utilisé pour des tracteurs ou gros véhicules, mais peut être utilisé en application stationnaire. Le biogaz est mélangé avec environ 10% d'huile d'allumage [12]. Le rendement électrique est meilleur que pour un moteur à gaz, surtout pour les petites puissances. Cependant, ce type de moteur est coûteux à l'investissement et engendre des frais supplémentaires d'approvisionnement et de stockage de fioul.

1.3.3.3 Moteur Stirling

Contrairement aux machines précédentes, le moteur Stirling fonctionne sans combustion interne. Il repose sur le principe qu'un changement de température des gaz entraîne un changement de volume. Ce moteur a donc besoin d'une source de chaleur, provenant par exemple d'une chaudière à biogaz. Le moteur Stirling est moins polluant que le moteur à combustion et requiert moins de maintenance [21]. Son rendement électrique (environ 24% [22]) est inférieur à celui des moteurs à combustion et son temps de réponse est plus long. Pour des petites puissances, le moteur Stirling obtient cependant le meilleur rendement global [21], à condition que la chaleur soit bien utilisée. La principale difficulté de ce moteur est son problème d'étanchéité. Cette technologie n'est toujours pas mûre et peu commercialisée, ce qui ne la rend pas encore fiable avec un prix d'achat important [21].

1.3.3.4 Microturbine (MT)

La gamme de puissance des microturbines se situe entre 28 et 200 kW électriques [23]. Un de ses principaux avantages est la flexibilité de son carburant: il est possible d'utiliser du gaz naturel, du gasoil, de l'éthanol, ou encore du biogaz. Le biogaz nécessite cependant une compression et une purification [22]. Comparé aux technologies précédentes, les micro-turbines sont de relativement petite taille, génèrent un faible bruit, requièrent peu de maintenance et génèrent de très faibles émissions. Mais leur rendement électrique reste assez faible, de 25% à 30%. Si la chaleur est récupérée, un module de cogénération peut atteindre une efficacité énergétique totale de plus de 80%. Pour l'instant, le coût reste assez élevé mais les recherches dans ce domaine prévoient des réductions de prix importantes.

1.3.3.5 Production d'électricité à partir de chaleur

Un moyen conventionnel de conversion électrique de biogaz génère plus de la moitié de sa puissance en chaleur. Environ 20% de cette chaleur est utilisée pour chauffer les équipements nécessaires à la production de biogaz (digesteur).

Le reste peut être utilisé pour le chauffage de bâtiments, mais ces besoins sont en général inférieurs à la production en chaleur. La chaleur non utilisée peut alors être convertie en électricité, augmentant ainsi le rendement électrique global de façon significative, d'environ 15 %. Deux processus sont utilisés pour cet objectif: le cycle de vapeur et le cycle organique de Rankine (ORC). Le cycle de vapeur est utilisé pour de fortes températures d'échappement, et les générateurs sont de grandes puissances (supérieur à 300 kWe). Les modules ORC peuvent

valoriser la chaleur à partir de seulement 70°C, et sont disponibles pour de plus faibles puissances.

Cependant, cette configuration est envisageable que lorsqu'une grande quantité de chaleur produite n'est pas utilisée. Ce moyen de conversion est rentable lorsque la puissance thermique produite non utilisée excède les 300 kWth [22]. Ceci est bien supérieur à la gamme de puissance envisagée.

1.3.3.6 Piles à combustible

Les piles à combustibles (PAC) fonctionnant au biogaz produisent de l'énergie par une réaction chimique entre le méthane en anode et de l'oxygène en cathode. Comme il n'y a pas de combustion, elles génèrent 100 fois moins de polluants (NOx, CO) que les moyens conventionnels de cogénération [24]. Cependant, ces PAC sont sensibles à certains contaminants présents dans le biogaz, en particulier le sulfure d'hydrogène (H₂S). Par conséquent, un traitement de décontamination est nécessaire en amont de la PAC. Le coût d'investissement de l'ensemble du système est largement supérieur à celui des moteurs à cogénération, mais les recherches dans ce domaine prévoient des réductions de coût pour les futurs modèles.

Leur rendement électrique, potentiellement supérieur à 50%, est le meilleur des cogénérations à biogaz. En pratique, le rendement électrique est à l'heure actuelle d'environ 40%. En récupérant la chaleur générée, il est possible d'atteindre un rendement global de 90%. Dans le cas des PAC au biogaz fonctionnant à hautes températures (voir section suivante), la chaleur récupérée, supérieure à 700°C, a un potentiel plus important comparé aux autres moyens de cogénération. Les moteurs à combustion par exemple génèrent une chaleur de moyenne température, environ 80°C, qui est plus difficile à valoriser.

En outre, la PAC au biogaz pourrait offrir un nouveau champ d'application: la trigénération [25]. En effet, en plus de produire de l'électricité et de la chaleur, elle génère de l'hydrogène, qui pourrait être utilisé pour les automobiles de nouvelle génération par exemple.

Par ailleurs, le bruit de fonctionnement des PAC (50 dB à 1m), très inférieur à celui des machines tournantes, constitue un avantage non négligeable dans le cas d'un MR, où les sources d'énergies sont proches des consommateurs.

Les principales caractéristiques des cogénérations au biogaz, décrites en ce début de chapitre, sont récapitulées dans le Tableau 2.

Suite à cette analyse comparative, on peut conclure que la cogénération par PAC pourrait devenir le moyen de valorisation au biogaz le plus adéquate dans le cas d'un MR rural, à la fois sur le plan technico-économique et environnemental. Pour ces raisons, nous avons choisi d'étudier l'intégration de ce type de cogénération dans les MR ruraux. La section suivante détaille les différents types de PAC fonctionnant au méthane et décrit les différentes configurations possibles dans le but de sélectionner la plus performante.

1.4 - Piles à combustible et systèmes hybrides au biogaz

	Puissance (kWe)	η_{tot}^1 (%)	η_{el}^1 (%)	Coût (€/kWe)	Avantage principal	Inconvénient principal
Moteur à combustion	10 - 5000	80	30	1500	Technologie mûre	Polluant
Moteur Stirling	< 100	96	24	3500	Maintenance faible	Etanchéité
Microturbine	30 - 200	82	30	1500	Peu polluant	Sensible aux impuretés
PAC (SOFC)	2 - 5000	90	50	5300 ²	Faibles bruit et émissions	Contrôle température

Tableau 2 : Caractéristiques des principales cogénérations au biogaz [22], [26]–[28]

¹ Les rendements total η_{tot} et électrique η_{el} sont les valeurs maximales atteignables pour une cogénération d'une puissance d'environ 100kWe

² Coût actuel. Un coût autour de 750 €/kWe serait envisageable dans les années à venir [29]

1.4 Piles à combustible et systèmes hybrides au biogaz

1.4.1 Les PAC à hautes températures

Il existe de nombreux types de PAC, pouvant utiliser comme carburant en anode divers gaz et liquides. Seuls les PAC à hautes températures peuvent être alimentées directement à partir de biogaz [28]. Les autres types de PAC (de faible et moyenne température) ont besoin que le méthane du biogaz soit converti en hydrogène en amont, pour fonctionner comme une PAC classique à l'hydrogène. De plus, ces PAC de faibles températures sont très sensibles aux impuretés et nécessitent un nettoyage du biogaz plus important.

Les PACs à haute température sont plus flexibles sur le type du biogaz et sont plus tolérantes aux impuretés [30]. Elles peuvent être alimentées directement en biogaz car leur haute température permet de convertir le méthane en hydrogène directement dans le compartiment de l'anode. Cependant une purification du biogaz est tout de même nécessaire pour toutes les technologies de piles à combustible. Ce processus d'épuration n'est pas négligeable en terme de coût d'investissement car il représente en moyenne 20% du coût global d'installation du système [31].

Les différentes technologies de PAC pouvant être utilisées directement à partir de biogaz sont décrites ci-dessous.

1.4.1.1 MCFC

La "Molten Carbonate Fuel Cell" (MCFC) est uniquement mise en œuvre pour des puissances supérieures à 250 kWe. Par rapport aux autres PAC, elle a l'avantage de pouvoir utiliser le CO₂ comme réactif dans le processus, augmentant ainsi le rendement électrique d'environ 2% [30].

Cependant, la gamme de puissance élevée des MCFC ne permet pas d'envisager cette technologie en tant que source du MR étudié (d'environ 100kWe).

1.4.1.2 SOFC

La "Solid Oxide Fuel Cell" (SOFC) est utilisable pour tous types de puissances (de 2kWe à plusieurs MWe) [28]. Elle possède un très bon rendement électrique, pouvant être supérieur à 50% [27], qui lui confère le statut de cogénération au biogaz la plus performante. Fonctionnant à très haute température (environ 900°C), la SOFC est un peu moins sensible au H₂S que la MCFC, mais son temps de démarrage est plus long. Les réactions de la pile sont très sensibles aux variations de température. Un contrôle de cette variable est par conséquent indispensable.

En outre, les performances de la SOFC restent acceptables même si la concentration de méthane contenu dans le biogaz est faible. En effet, des tests expérimentaux sur un module de SOFC de 25kW [32] ont montré que le rendement électrique diminue de seulement 1,1% lorsque le gaz naturel (concentration en méthane de 96%) est remplacé par du biogaz (concentration en méthane de 60%).

Les SOFC commercialisées pourraient avoir une durée de vie de 10-20 ans d'après [33], ce qui est 2 à 4 fois plus long que les autres PAC. Leur prix reste pour l'instant élevé, mais des réductions de coûts sont prévues dans le futur proche (environ 750 euros par kW) [29]. Cette technologie pourrait alors devenir le moyen de valorisation électrique du biogaz le moins cher du marché.

L'analyse des différentes technologies de PAC au biogaz montre que la SOFC se démarque par son rendement électrique élevé, la perspective d'une commercialisation réussie et sa gamme de puissance adaptée à un MR rural. Cette technologie est donc retenue dans la suite de l'étude.

Même si une SOFC a déjà un rendement électrique élevé, celui-ci peut être amélioré en valorisant deux types d'énergie non utilisées. Le 1^{er} élément valorisable est la chaleur produite par la réaction électrochimique de la SOFC (ce phénomène est décrit dans le Chapitre 2). D'autre part, la quantité de gaz introduite dans la SOFC ne participe pas entièrement à cette réaction. Cette quantité de gaz qui n'a pas réagi (principalement du méthane, dioxygène et dihydrogène) peut être brûlé en sorti de la SOFC afin de produire de l'énergie thermique supplémentaire. Cette chaleur peut finalement être convertie en électricité avec un système annexe comme une turbine à vapeur d'eau (ou ORC), ou encore une MT. L'hybridation de ces systèmes avec une SOFC est présentée dans la section suivante.

1.4.2 Configurations des systèmes hybrides avec SOFC

1.4.2.1 SOFC/ORC

Plusieurs systèmes hybrides visent à valoriser la chaleur importante en sortie de la SOFC (plus de 800°C) et à améliorer son rendement électrique global. L'un de ces systèmes est composé d'un cycle secondaire de vapeur ou de

Rankine qui récupère la chaleur en sortie de la pile grâce à un échangeur de chaleur (Figure 1-6). Ce cycle secondaire entraîne une turbine couplée à un générateur pour produire de l'électricité. Les gaz n'ayant pas participé à la réaction électrochimique de la SOFC sont brûlés en sortie de cette dernière afin d'obtenir une plus grande quantité d'énergie thermique valorisable.

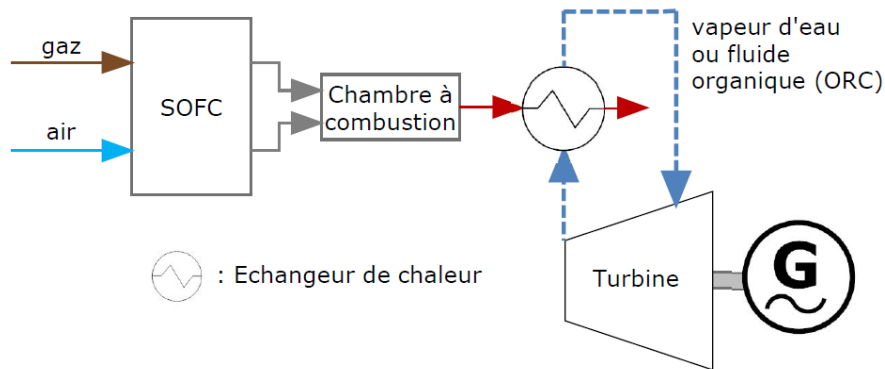


Figure 1-6 : Schéma d'une SOFC associée à une turbine par un cycle de vapeur

Ce type de système hybride peut atteindre des rendements électriques très importants, pouvant théoriquement aller jusqu'à 67% [34]. Cependant, cette configuration n'est réalisable que pour une quantité de chaleur produite et non utilisée très importante, comme nous l'avons vu dans la section 1.3.3.5. De plus, un système ORC est plus adapté aux sources de chaleur de faible température.

Par ailleurs, ce système utilise deux cycles séparables couplés indirectement par un échangeur de chaleur. Cet échangeur n'ayant pas un rendement de 100%, le rendement global est plus faible que pour un système hybride en couplage direct.

1.4.2.2 SOFC/MT

Un système hybride SOFC/MT utilise le même cycle gazeux pour générer de l'électricité via deux générateurs différents : une pile à combustible SOFC et une MT. Contrairement au cycle de Rankine, ce système hybride n'est pas séparable, car le cycle des gaz de la turbine est le même que celui de la pile (Figure 1-7). Ceci confère à ce système hybride un effet synergétique, c'est à dire que la combinaison des deux éléments ensemble est plus performante que s'ils étaient séparés.

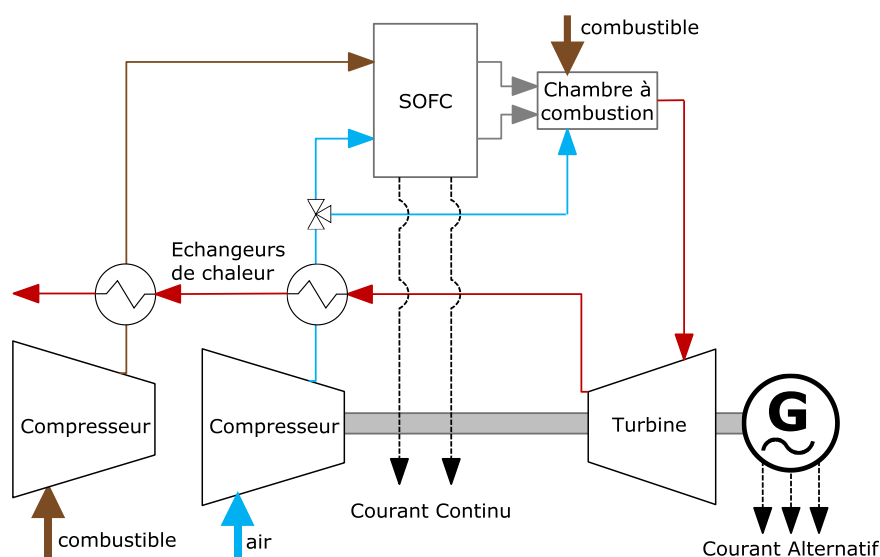


Figure 1-7 : Schéma simplifié du système hybride SOFC/MT

Tous les gaz n'ayant pas réagi dans la pile sont brûlés dans une chambre à combustion pour alimenter la MT. Dans la configuration choisie, le combustible, c'est à dire le biogaz, peut également alimenter directement la chambre à combustion. Ainsi, la MT peut répondre à des variations de puissance indépendamment de la pile. Cette configuration augmente la flexibilité du système du point de vue de la régulation électrique. Cependant, le rendement maximal est atteint lorsque le combustible alimente seulement la SOFC [35].

Afin d'améliorer le rendement global du système, les gaz chauds qui s'échappent de la turbine peuvent préchauffer le méthane et l'air comprimé grâce à des échangeurs de chaleur (Figure 1-7). Après ce préchauffage, les gaz échappés ont toujours une énergie thermique importante, et peuvent servir à un réseau local de chaleur pour les consommateurs à proximité.

Le système hybride SOFC/MT est le système ayant le rendement électrique le plus important des systèmes de cogénération [36]. D'après [28], un rendement théorique de 70% serait atteignable. Les gaz (méthane et air) sont comprimés afin que la SOFC ait un meilleur rendement électrique. D'après [29], cette pressurisation augmente le rendement de la pile de 5%. Cependant, cette opération à haute pression détériore les matériaux de la pile.

Pour une puissance de turbine fixe, le rendement électrique du système hybride augmente avec la puissance de la pile [37]. Théoriquement, la plus petite taille de ce système hybride est limitée par la plus petite puissance de micro-turbine disponible. Typiquement, la turbine génère 1/3 de la puissance totale du système. Compte tenu des technologies actuellement disponibles, un tel système pourrait être commercialisé pour des puissances de 100kW à 10MW. Néanmoins d'après [38], un système hybride de 30kW pourrait garder de très bonnes performances, comme un rendement électrique de 66%.

Le 1^{er} système SOFC/MT a été développé par *Siemens-Westinghouse* en 2000 aux Etats-Unis [39]. Un rendement électrique de 53% a été atteint avec un système de 220kW. En 2007, Mitsubishi Heavy Industries a également installé un prototype du système SOFC/MT de 200kW [40]. Un rendement similaire a été atteint expérimentalement, mais un chiffre de 70% est envisagé en optimisant le système.

De nombreuses configurations possibles existent pour un système composé d'une SOFC et d'une MT. La configuration choisie sera décrite dans le Chapitre 2. Il est aussi possible de récupérer la chaleur en sortie de la MT pour générer de l'énergie électrique [41], [42], dans le but d'améliorer encore le rendement électrique global.

Même si ce système hybride apparaît comme la configuration de génération électrique au biogaz la plus performante, il existe très peu de prototypes et de données expérimentales. En vue d'une future commercialisation, ce système mérite de plus amples recherches notamment en ce qui concerne l'étude du comportement des signaux électriques dans une configuration critique (MR rural par exemple). La 1^{ère} étape de cette étude passe par le développement d'un modèle du système global. Les modélisations de MT et de SOFC sont connues et développées, mais le système hybride les regroupant a besoin d'un modèle global propre, caractérisant son effet synergétique [43]. La dynamique de ce système est très complexe, et une thèse complète peut être consacrée à sa modélisation seule [18]. Pour cette raison, le modèle du système, décrit dans le chapitre suivant et qui sera intégré dans le MR rural, représentera exclusivement les éléments ayant un caractère prépondérant sur la dynamique électrique.

1.5 Conclusion du chapitre et objectifs de la thèse

Ce 1^{er} chapitre a permis de souligner le rôle important que peut jouer un système hybride SOFC/MT dans un contexte MR rural. Après avoir analysé la littérature, il ressort que très peu d'études ont été menées sur la dynamique électrique du système, notamment dans des milieux particuliers comme les MR ruraux isolés. L'objectif général de la thèse est de dimensionner et commander un système hybride SOFC/MT comme source principale d'un MR rural pour assurer l'équilibre production/consommation et en même temps garantir la fréquence et l'amplitude de la tension CA en site isolé tout en préservant l'atout principal d'un tel système, son rendement élevé. Dans ce but et basé sur les lacunes retrouvées dans la littérature, les objectifs fixés pour ce travail de recherche sont les suivants:

- Caractériser et modéliser le système SOFC/MT
- Dimensionner le système SOFC/MT et caractériser le MR rural auquel il sera intégré.
- Définir et concevoir une stratégie de commande adaptée aux caractéristiques du système SOFC/MT
- Réguler la tension du MR isolé
- Tester le comportement du système et ses stratégies de commande en simulation et expérimentalement

1.6 Structure du manuscrit

Le mémoire a été divisé en 6 chapitres et 3 annexes. Ce premier chapitre a montré l'intérêt du système SOFC/MT dans un MR rural, afin d'illustrer les enjeux du système et de définir les objectifs à atteindre.

Le Chapitre 2 présente plus en détail le système SOFC/MT et la configuration choisie. Les différents éléments composant le système SOFC/MT sont modélisés, en se focalisant sur les phénomènes qui ont un impact sur la dynamique électrique du système.

Le Chapitre 3 présente d'abord un état de l'art sur la consommation électrique des villages ruraux, afin de caractériser le MR rural étudié dans la thèse. Le convertisseur de puissance choisi pour intégrer le système SOFC/MT au MR est présenté, ainsi que la stratégie de commutation associée. Ensuite, les différents éléments composant le système sont dimensionnés. Enfin, la configuration expérimentale choisie pour tester le comportement du système est présentée.

Le Chapitre 4 propose une stratégie de commande permettant au système SOFC/MT de conserver son rendement optimal malgré les conditions critiques d'un MR rural isolé. La conception du régulateur est présentée en détail, puis le système est testé en simulation et expérimentalement.

Dans le Chapitre 5, une stratégie de commande permettant de réguler la tension du MR isolé est développée. Les résultats obtenus en simulation et expérimentalement avec cette stratégie appliquée au système SOFC/MT sont également montrés et discutés.

Le Chapitre 6 résume les principales conclusions et contributions, et introduit les perspectives de recherches de ces travaux. Ce chapitre dresse également la liste des publications qui ont permis la dissémination des résultats.

Références du chapitre

- [1] R. H. Lasseter, "MicroGrids," *2002 IEEE Power Eng. Soc. Winter Meet. Conf. Proc. (Cat. No.02CH37309)*, vol. 1, pp. 305–308, 2002.
- [2] Ionel Vechiu, "Modélisation , Commande et Intégration de la Production Décentralisée dans les réseaux," 2013.
- [3] S. Cobreces, E. J. Bueno, D. Pizarro, F. J. Rodriguez, and F. Huerta, "Grid impedance monitoring system for distributed power generation electronic interfaces," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 9, pp. 3112–3121, 2009.
- [4] R. Majumder, "Modeling, stability analysis and control of microgrid," 2010.
- [5] H. Hahn, B. Krautkremer, K. Hartmann, and M. Wachendorf, "Review of concepts for a demand-driven biogas supply for flexible power generation," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 29, pp. 383–393, Jan. 2014.
- [6] D. Thimsen, "Assessment of Biogas-Fueled Electric Power Systems," Palo Alto, CA, 2004.
- [7] D. Lashof and D. Ahuja, "Relative contributions of greenhouse gas emissions to global warming," 1990.
- [8] ATTE Club Biogaz, "Etat des lieux de la filiere methanisation en france," 2011.
- [9] H. Hahn, K. Hartmann, L. Bühle, and M. Wachendorf, "Comparative life cycle assessment of biogas plant configurations for a demand oriented biogas supply for flexible power generation.," *Bioresour. Technol.*, vol. 179C, pp. 348–358, Dec. 2014.
- [10] E. Mauky, H. F. Jacobi, J. Liebetrau, and M. Nelles, "Flexible biogas production for demand-driven energy supply - Feeding strategies and types of substrates.," *Bioresour. Technol.*, vol. 178, pp. 262–269, Sep. 2014.
- [11] "BIOGAZ, le processus de méthanisation." [Online]. Available: <http://www.vso-biogastechnologies.com/>.
- [12] T. Al Seadi, D. Rutz, H. Prassl, M. Köttner, T. Finsterwalder, S. Volk, and R. Janssen, *Biogas handbook*. 2008.

- [13] M. Poeschl, S. Ward, and P. Owende, "Prospects for expanded utilization of biogas in Germany," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 14, no. 7, pp. 1782–1797, Sep. 2010.
- [14] C. Walla and W. Schneeberger, "The optimal size for biogas plants," *Biomass and Bioenergy*, vol. 32, no. 6, pp. 551–557, Jun. 2008.
- [15] G. Bastide, "Expertise de la rentabilité des projets de méthanisation rurale." ADEME, 2010.
- [16] P. Weiland, "Biogas production: current state and perspectives.," *Appl. Microbiol. Biotechnol.*, vol. 85, no. 4, pp. 849–60, Jan. 2010.
- [17] a. . Omosun, A. Bauen, N. . Brandon, C. . Adjiman, and D. Hart, "Modelling system efficiencies and costs of two biomass-fuelled SOFC systems," *J. Power Sources*, vol. 131, no. 1–2, pp. 96–106, May 2004.
- [18] G. Pepermans, J. Driesen, D. Haeseldonckx, R. Belmans, and W. D'haeseleer, "Distributed generation: Definition, benefits and issues," *Energy Policy*, vol. 33, no. 6, pp. 787–798, 2005.
- [19] D. Li, Y. Sun, X. Kong, and L. Li, "The future Of biogas utilizations in China," *2011 Int. Conf. Remote Sensing, Environ. Transp. Eng.*, pp. 7967–7970, Jun. 2011.
- [20] C. Milan, M. Stadler, G. Cardoso, and S. Mashayekh, "Modelling of Non-linear CHP Efficiency Curves in Distributed Energy Systems," *Appl. Energy*, 2015.
- [21] B. Praetorius and L. Schneider, "Micro cogeneration: Towards a decentralized and sustainable German energy system?," *29th IAEE Int. Conf.*, no. June, pp. 7–10, 2006.
- [22] M. Pöschl, S. Ward, and P. Owende, "Evaluation of energy efficiency of various biogas production and utilization pathways," *Appl. Energy*, vol. 87, no. 11, pp. 3305–3321, Nov. 2010.
- [23] J. C. Bruno, V. Ortega-López, and A. Coronas, "Integration of absorption cooling systems into micro gas turbine trigeneration systems using biogas: Case study of a sewage treatment plant," *Appl. Energy*, vol. 86, no. 6, pp. 837–847, 2009.
- [24] "Biogas and Fuel Cells Workshop Summary Report," no. January 2013.
- [25] W. L. Becker, R. J. Braun, M. Penev, and M. Melaina, "Design and technoeconomic performance analysis of a 1MW solid oxide fuel cell

- polygeneration system for combined production of heat, hydrogen, and power,” *J. Power Sources*, vol. 200, pp. 34–44, Feb. 2012.
- [26] M. Liu, Y. Shi, and F. Fang, “Combined cooling, heating and power systems: A survey,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 35, pp. 1–22, Jul. 2014.
- [27] A. a. Trendewicz and R. J. Braun, “Techno-economic analysis of Solid Oxide Fuel Cell-based Combined Heat and Power Systems for Biogas Utilization at Wastewater Treatment Facilities,” *J. Power Sources*, Jan. 2013.
- [28] J. Larminie, A. Dicks, and M. McDonald, “Fuel cell systems explained,” 2003.
- [29] X. Zhang, S. H. Chan, G. Li, H. K. Ho, J. Li, and Z. Feng, “A review of integration strategies for solid oxide fuel cells,” *J. Power Sources*, vol. 195, no. 3, pp. 685–702, Feb. 2010.
- [30] S. Trogisch, J. Hoffmann, and L. Daza Bertrand, “Operation of molten carbonate fuel cells with different biogas sources: A challenging approach for field trials,” *J. Power Sources*, vol. 145, no. 2, pp. 632–638, Aug. 2005.
- [31] D. D. Papadimas, S. Ahmed, and R. Kumar, “Fuel quality issues with biogas energy – An economic analysis for a stationary fuel cell system,” *Energy*, vol. 44, no. 1, pp. 257–277, Aug. 2012.
- [32] Y. Yi, A. D. Rao, J. Brouwer, and G. S. Samuelsen, “Fuel flexibility study of an integrated 25 kW SOFC reformer system,” *J. Power Sources*, vol. 144, no. 1, pp. 67–76, 2005.
- [33] R. Braun, *Optimal design and operation of solid oxide fuel cell systems for small-scale stationary applications*. 2002.
- [34] M. Rokni, “Thermodynamic analysis of an integrated solid oxide fuel cell cycle with a rankine cycle,” *Energy Convers. Manag.*, vol. 51, no. 12, pp. 2724–2732, Dec. 2010.
- [35] F. Calise, M. Dentice d’ Accadia, L. Vanoli, and M. R. von Spakovsky, “Single-level optimization of a hybrid SOFC–GT power plant,” *J. Power Sources*, vol. 159, no. 2, pp. 1169–1185, Sep. 2006.
- [36] J. I. San Martín, I. Zamora, J. J. San Martín, V. Aperribay, and P. Eguia, “Hybrid fuel cells technologies for electrical microgrids,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 9, pp. 993–1005, Sep. 2010.

- [37] R. A. Holmes, J. E. King, and G. A. Israelson, "A High Efficiency PSOFC / ATS-Gas Turbine Power System," 2001.
- [38] S. Kimijima and N. Kasagi, "Performance evaluation of gas turbine-fuel cell hybrid micro generation system," in *ASME TURBO EXPO*, 2002, no. C.
- [39] R. a. Roberts and J. Brouwer, "Dynamic Simulation of a Pressurized 220 kW Solid Oxide Fuel-Cell–Gas-Turbine Hybrid System: Modeled Performance Compared to Measured Results," *J. Fuel Cell Sci. Technol.*, vol. 3, no. 1, p. 18, 2006.
- [40] Y. Kobayashi, Y. Ando, and T. Kabata, "Extremely high-efficiency thermal power system-solid oxide fuel cell (SOFC) Triple combined-cycle system," *Mitsubishi Heavy Ind ...*, vol. 48, no. 3, pp. 9–15, 2011.
- [41] S. Obara, "Control of cyclic fluctuations in an independent microgrid by an SOFC triple combined cycle inertia system," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 68, pp. 89–102, Jun. 2015.
- [42] S. Obara, "Dynamic-characteristics analysis of an independent microgrid consisting of a SOFC triple combined cycle power generation system and large-scale photovoltaics," *Appl. Energy*, vol. 141, pp. 19–31, Mar. 2015.
- [43] S. H. Chan, H. K. Ho, and Y. Tian, "Modelling of simple hybrid solid oxide fuel cell and gas turbine power plant," *J. Power Sources*, vol. 109, no. 1, pp. 111–120, Jun. 2002.

Modélisation du système SOFC/MT

Contenu

Chapitre 2	21
2.1 Description du système hybride SOFC/MT	22
2.1.1 Configuration générale	22
2.1.2 Processus de reformage	23
2.1.3 Conversion de l'énergie électrique	25
2.1.4 Hypothèses et considérations sur le modèle SOFC/MT	25
2.2 Modélisation de la SOFC	27
2.2.1 Reformage	27
2.2.2 Calcul des pressions partielles	28
2.2.3 Modèle électrochimique	29
2.2.4 Modélisation des pertes et irréversibilités	29
2.2.5 Validation du modèle SOFC	30
2.3 Modélisation du système MT	30
2.3.1 Description générale	30
2.3.2 Modélisation de la MT et de la commande associée	32
2.3.3 Générateur synchrone	34
2.3.4 Validation du modèle MT	34
2.4 Autres éléments du système hybride	35
2.4.1 Compresseur à air	35
2.4.2 Module SuperCondensateurs	36
2.5 Conclusion	37
Références	38

Comme présenté dans le chapitre précédent, un système hybride SOFC/MT exploitant le biogaz peut être à la fois une source d'énergie renouvelable et une composante clé pour la stabilité d'un MR îloté. Le défi à relever réside dans la commande d'un tel système hybride pour le rendre capable d'assurer un rendement maximal tout en contribuant à la stabilité d'un MR. Afin d'étudier le comportement d'un système SOFC/MT et de concevoir une stratégie de commande adaptée, le système sera d'abord défini dans ce chapitre et

l'ensemble des composants seront modélisés. Ceci permettra par la suite de simuler puis émuler le système dans différentes configurations du MR. Le modèle sera également validé avec des données expérimentales disponibles dans la littérature provenant de systèmes réels.

2.1 Description du système hybride SOFC/MT

2.1.1 Configuration générale

Un système hybride SOFC/MT utilise le même cycle gazeux pour générer de l'électricité via deux générateurs différents: une pile à combustible SOFC et une MT. Contrairement au cycle de Rankine (récupérant la chaleur d'un fluide primaire grâce à un fluide organique secondaire), ce système hybride n'est pas séparable, car le cycle des gaz de la turbine est le même que celui de la pile [1] (Figure 2-1). Ceci confère à ce système hybride un effet synergétique, c'est à dire que la combinaison des deux éléments ensemble est plus performante que s'ils étaient séparés [2].

Les gaz (méthane et air) sont comprimés afin que la SOFC ait un meilleur rendement électrique. Le méthane est transformé en dihydrogène dans un compartiment proche de l'anode de la SOFC (voir section 2.1.2), grâce à sa haute température de fonctionnement (environ 800°C). Cette configuration, appelée reformage interne permet un meilleur rendement électrique global [3] (voir section 2.1.2.2). La SOFC génère de l'électricité par une réaction électrochimique entre le dihydrogène en anode (transformé du méthane dans le reformeur) et le dioxygène provenant de l'air comprimé injecté dans la cathode.

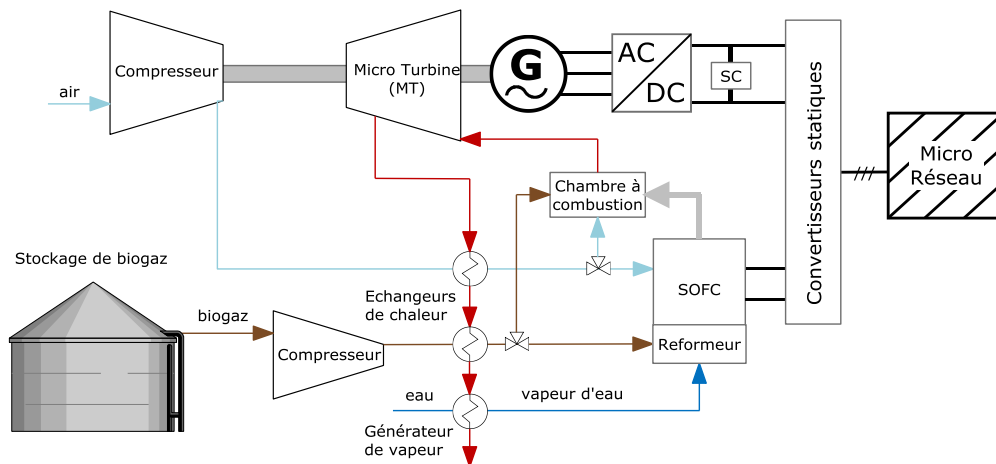


Figure 2-1: Représentation schématique simplifiée d'un système SOFC/MT

Afin d'améliorer le rendement global du système, les gaz chauds qui s'échappent de la turbine préchauffent le méthane et l'air comprimé grâce à des échangeurs de chaleur (Figure 2-1). Après ce préchauffage, les gaz échappés ont toujours une énergie thermique importante, et peuvent servir à un réseau local de chaleur pour les consommateurs à proximité.

Tous les gaz n'ayant pas réagi dans la pile sont brûlés dans une chambre à combustion pour alimenter la turbine. Le combustible, c'est à dire le biogaz, peut également alimenter directement la chambre à combustion. Ainsi, la MT peut répondre à des variations de puissance indépendamment de la pile.

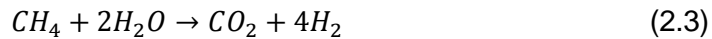
La vitesse de rotation de la MT étant importante, un Générateur Synchrone à Aimants Permanents à grande vitesse (GSAP) est choisi comme générateur électrique (voir section 2.3.3). D'autre part, une MT opère à vitesse variable afin d'optimiser son rendement à charge partielle. Toujours dans le but d'optimiser le rendement, le GSAP est couplé à la MT sans réducteur de vitesse. Le compresseur est également monté sur le même arbre, supporté par des paliers à air [4].

L'ensemble MT/GSAP a une dynamique relativement lente, de l'ordre de quelques secondes. Un module de SuperCondensateurs (SCs) est donc utilisé pour répondre aux variations de charge rapides. Enfin, l'intégration du système hybride SOFC/MT dans le MR se fait à travers des convertisseurs statiques.

2.1.2 Processus de reformage

2.1.2.1 Techniques de reformage

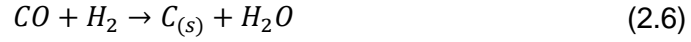
Le reformage est la transformation du méthane en dihydrogène, combustible d'une pile à combustible. Plusieurs traitements du carburant sont possibles pour réaliser cette transformation, mais seule la réaction de vaporeformage, connue sous le nom de "Methane steam reforming" [5] présente des caractéristiques probantes en termes de performance et voit son utilisation généralisée. La production d'hydrogène à partir de méthane avec cette méthode est le fruit de 2 réactions : le processus de vaporeformage (2.1) associé à la réaction de Dussan (réaction du gaz à l'eau (2.2)). Cette transformation présente le meilleur rendement de production d'hydrogène à partir de biogaz [6].



Ainsi, en combinant les deux réactions (2.3), 4 moles d'hydrogène sont obtenues à partir d'une mole de méthane dans les conditions stœchiométriques. On définit alors le taux de transformation du méthane (CV) égal à 4.

L'un des inconvénients que présentent les techniques de reformage est la formation de carbone solide. Les réactions secondaires du reformage pouvant entraîner cette formation sont la fissuration du méthane (2.4), la réaction de Boudouard (2.5) et la réduction de CO (2.6) [7]. La présence de carbone solide peut être problématique dans certaines configurations du reformage, présentées dans la section suivante.





2.1.2.2 Configurations du reformage

Il existe plusieurs configurations de reformage pour une SOFC alimentée en méthane. Le système de reformage, ou reformeur, peut être externe, interne direct ou interne indirect.

Dans le cas d'un reformage externe, la réaction de transformation du méthane en hydrogène se produit à l'extérieur de la pile, dans une unité spéciale (Unité de reformage), en amont de la SOFC. Dans le cas d'un reformage interne, cette réaction se produit dans un compartiment de la pile. Les avantages d'un reformage interne par rapport à un reformage externe sont nombreux.

Tout d'abord, la configuration interne évite les dépenses liées à l'unité de reformage externe, ce qui réduit considérablement le prix global du système [7]. De plus, la réaction électrochimique, très exothermique, produit environ 2 fois plus de chaleur que n'en nécessite la réaction endothermique de vaporeformage [8]. Contrairement au reformage externe, l'énergie thermique requise par la réaction de vaporeformage est alors directement disponible (Figure 2-2a). Par conséquent (une partie de la chaleur produite par l'électrolyse étant absorbée par la réaction de vaporeformage), le refroidissement nécessaire à la pile est plus faible dans le cas d'un reformage interne, où les réactions endothermique et exothermique se font dans le même compartiment. Cela a également un bénéfice sur le rendement électrique de la SOFC (environ 6% supérieur par rapport au reformage externe [3]).

Cette configuration plus performante est elle-même divisée en deux branches: le reformage interne indirect (Figure 2-2a) et direct (Figure 2-2b).

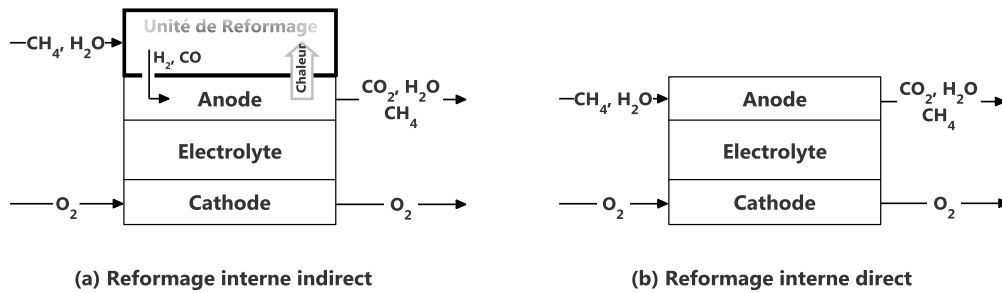


Figure 2-2: Configurations du reformage interne

Comme dans un reformage externe, le reformage interne indirect procède à la transformation du méthane en hydrogène dans une unité séparée. Cependant dans ce deuxième cas, la réaction de transformation endothermique bénéficie de la chaleur apportée par la réaction électrochimique dans l'anode qui se situe à proximité (Figure 2-2a).

Dans le cas d'un reformage interne direct (DIR), la réaction de reformage a lieu directement dans le compartiment de l'anode (Figure 2-2b). Le principal avantage de cette opération est que la consommation de l'hydrogène par la réaction électrochimique, qui produit de l'eau, (2.16) peut alimenter directement la réaction de vaporeformage (2.1) [9]. Par conséquent, ce type de reformage dispose d'un très bon rendement électrique. Cependant, cela nécessite que les matériaux de l'anode aient de très bonnes propriétés catalytiques, entraînant un coût plus important.

En outre, le DIR présente l'inconvénient de générer des dépôts de carbone solide, dus aux réactions secondaires de reformage (3.3, 3.4, et 3.5). Ces dépôts peuvent entraîner la désactivation partielle de l'anode, réduisant ainsi les performances de la pile [10]. Dans un reformage indirect, l'utilisation d'un compartiment secondaire rend ce dépôt moins critique pour la pile.

Enfin, le principal désavantage du DIR réside dans la complexité de sa fabrication et de son contrôle par rapport au reformage indirect [11]. Ce dernier sera alors préféré pour la source hybride considérée.

2.1.3 Conversion de l'énergie électrique

Le système hybride SOFC/MT génère des tensions de nature différente. En effet, le GSAP associé à la MT produit une tension alternative triphasée dont la fréquence peut aller jusqu'à 10 kHz tandis que la SOFC fournit directement une tension continue. Par conséquent au minimum 3 convertisseurs de puissances sont nécessaires à l'intégration de ce système hybride dans un MR électrique BT (Figure 2-1).

Ces conversions multiples ont un impact non négligeable sur le rendement global du système. Pour cette raison, l'un des objectifs de cette thèse est de réduire au maximum le nombre de convertisseurs de puissance utilisés pour l'intégration du système hybride SOFC/MT dans un MR. La solution adoptée sera étudiée en détail dans les chapitres suivants.

2.1.4 Hypothèses et considérations sur le modèle SOFC/MT

Nous verrons par la suite qu'il a été choisi de réguler la puissance de la SOFC à sa puissance nominale. De ce fait, les changements de température dans la pile seront minimes et par conséquent la température peut être considérée constante.

Pour la même raison, les variations de débits des gaz en sortie de la SOFC sont négligeables. Par conséquent, on considère que la SOFC n'a pas d'effet sur la MT sur toute la plage de fonctionnement du système hybride, définie dans le Chapitre 3. Ainsi, les seules interactions modélisées entre les deux systèmes sont celles de la MT sur la SOFC.

Les hypothèses suivantes seront alors considérées dans ce modèle :

- La température de fonctionnement de la SOFC est constante

- Les gaz entrant dans la pile (après le reformeur) sont uniquement de l'hydrogène et de l'oxygène et sont considérés comme parfaits
- Les pertes de pressions sont négligées
- A puissance constante, les débits des gaz échappés en sortie de la SOFC sont constants
- La quantité de combustible disponible (biogaz) est infinie
- Le combustible est disponible à proximité de la source

Les modèles de chacun des éléments composant le système hybride, représentés sous forme de diagramme blocs dans la Figure 2-3, sont décrits dans ce chapitre. Les phénomènes chimiques et thermodynamiques entre la SOFC et la MT (échangeurs de chaleurs, compresseurs, ...) ont été modélisés grâce aux travaux de Linda Barelli [12]–[14]. Dans ses travaux, les principaux composants du système hybride ont été modélisés dans le but de représenter les interactions thermodynamiques (variation de débits, température) entre les éléments du système, et une attention particulière a été portée sur les échangeurs de chaleur.

Pour les travaux présentés dans cette thèse, la température interne de la pile étant considérée constante, les échangeurs de chaleurs (Figure 2-1) augmentant la température des gaz en amont de la SOFC n'ont pas d'effet sur la tension produite par la pile. Ils ne seront alors pas considérés dans ce modèle.

Afin d'étudier et d'améliorer les performances du système hybride SOFC/MT dans un contexte MR électrique, nous allons modéliser uniquement les systèmes et les interactions ayant un impact sur la dynamique des signaux électriques et par conséquent sur la qualité de l'énergie.

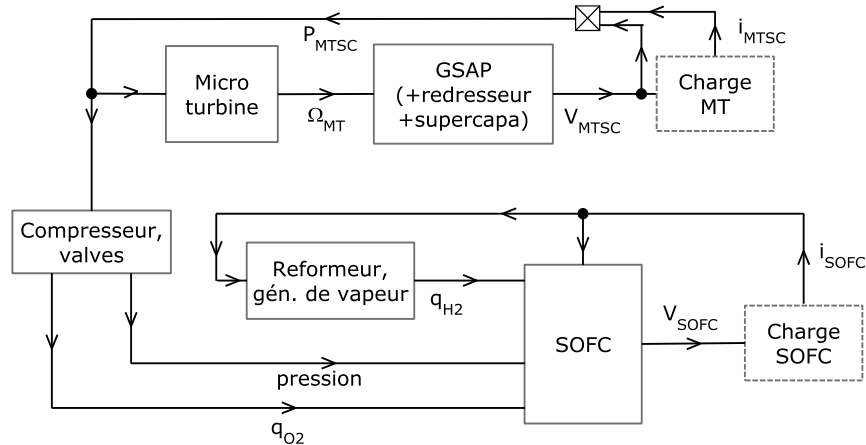


Figure 2-3: Schéma-bloc simplifié du modèle du système SOFC/MT

A l'heure actuelle, il existe très peu de prototypes du système SOFC/MT (voir chapitre 1). Ce moyen de cogénération étant un enjeu économique important, peu de communications scientifiques sont accessibles sur ces prototypes. Les seules données expérimentales disponibles dans la littérature sont des tests de performances sur de longues durées (plusieurs heures) [15], [16]. Il n'existe pas de courbes expérimentales de la dynamique du système, obtenues dans des conditions isolées, permettant de valider un modèle

SOFC/MT. La validation des modèles présentés dans les sections suivantes sera alors réalisée séparément pour chacune des deux sources, avec des données expérimentales provenant du département d'ingénierie industrielle de l'Université de Pérouse [12]–[14] et d'autres données disponibles dans la littérature.

2.2 Modélisation de la SOFC

2.2.1 Reformage

Le mécanisme du reformage interne d'une SOFC fait toujours l'objet de nombreux débats, et les modèles présents dans la littérature diffèrent beaucoup. Lorsque la SOFC est alimentée en méthane, la dynamique du processus de reformage est souvent modélisée par une simple fonction de transfert du premier ordre [17]–[20].

D'autres modèles plus élaborés représentent ce processus par une fonction de transfert du 2nd ordre [13], [21]–[24]. L'équation (2.7) traduit cette fonction de transfert reliant le débit de méthane entrant dans le reformeur (q_{CH_4}) au débit d'hydrogène sortant du reformeur, c'est-à-dire entrant dans le compartiment de l'anode ($q_{H_2}^{in}$). Le gain est représenté par CV, coefficient de conversion du méthane en hydrogène (voir aussi section 2.1.2.1). Les constantes de temps τ_1 et τ_2 sont généralement toutes deux égales à 2s.

$$\frac{q_{H_2}^{in}}{q_{CH_4}} = \frac{CV}{\tau_1 \cdot \tau_2 \cdot s^2 + (\tau_1 + \tau_2) \cdot s + 1} \quad (2.7)$$

Cette fonction de transfert représente non seulement la transformation du méthane en hydrogène, mais aussi la dynamique du générateur de vapeur [21]. Le débit d'hydrogène requis $q_{H_2}^{req}$ est déterminé selon le courant demandé (I_{SOFC}). La relation liant ces deux variables est similaire à l'équation 2.12, explicitée dans la section suivante. Un régulateur PI est associé au reformeur afin de réguler le débit d'hydrogène entrant dans la SOFC (Figure 2-4). Comme dans [21], les paramètres du correcteur ont été choisis afin d'obtenir en boucle fermée un facteur d'amortissement de $1/\sqrt{2}$, dans le but d'assurer une bonne dynamique du débit. Les paramètres du correcteur et du modèle du reformeur sont donnés dans le Tableau 2-1.

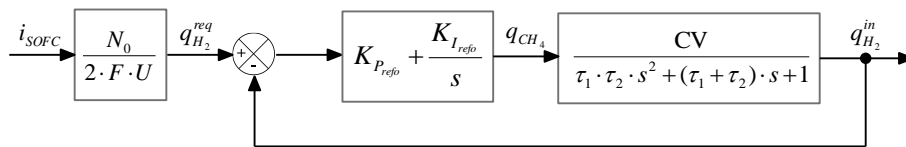


Figure 2-4: Modèle du reformeur

CV	τ_1 (s)	τ_1 (s)	$K_{P_{refo}}$	$K_{I_{refo}}$
4	2	2	0.125	0.0625

Tableau 2-1 : Paramètres du modèle du reformeur et de son contrôleur

2.2.2 Calcul des pressions partielles

La relation des pressions partielles des gaz réagissant dans la pile, en fonction du débit entrant et du courant de consigne I_{SOFC} , est nécessaire à l'élaboration du modèle électrochimique (section 2.2.3). Ces gaz sont le dihydrogène, le dioxygène, et la vapeur d'eau. La méthodologie étant identique pour le calcul des 3 pressions, seul le calcul de la pression de dihydrogène sera développé ci-après. Selon l'hypothèse établie précédemment, on considère que la température T est constante à l'intérieur de la pile.

D'après la loi des gaz parfaits, la pression partielle du dihydrogène p_{H_2} dans le compartiment de l'anode de volume V_{an} dépend de la quantité de matière de dihydrogène n_{H_2} :

$$p_{H_2} = n_{H_2} \cdot \frac{RT}{V_{an}} \quad (2.8)$$

En dérivant par le temps, on obtient l'équation différentielle suivante, fonction du débit molaire du dihydrogène q_{H_2} :

$$\frac{d}{dt} p_{H_2} = q_{H_2} \cdot \frac{RT}{V_{an}} \quad (2.9)$$

Le débit molaire q_{H_2} peut être décomposé en sa partie entrante par l'anode $q_{H_2}^{in}$, celle sortante $q_{H_2}^{out}$, ainsi que celle qui a réagit $q_{H_2}^r$.

$$q_{H_2} = q_{H_2}^{in} - q_{H_2}^{out} - q_{H_2}^r \quad (2.10)$$

La réaction (2.11) est la décomposition que le dihydrogène subit dans le compartiment de l'anode.



Pour chaque mole de H_2 , il y a donc deux électrons transférés. En divisant par le temps et en considérant la constante de Faraday F , on obtient pour un nombre N_0 de cellules :

$$q_{H_2}^r = \frac{N_0 \cdot i_{SOFC}}{2F} \quad (2.12)$$

2.2 - Modélisation de la SOFC

D'après [17], on peut considérer que le débit molaire du gaz en sortie est proportionnel à sa pression partielle dans les tuyaux, soit :

$$\frac{q_{H_2}^{out}}{p_{H_2}} = K_{H_2} \quad (2.13)$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'équation (2.9), on obtient finalement la fonction de transfert utilisée pour le modèle :

$$p_{H_2} = \frac{1/K_{H_2}}{1 + \tau_{H_2} \cdot s} (q_{H_2}^{in} - 2K_r i_{SOFC}) \quad (2.14)$$

avec les constantes K_r et τ_{H_2} explicitées ci-dessous.

$$K_r = \frac{N_0}{4F}, \quad \tau_{H_2} = \frac{V_{an}}{K_{H_2} \cdot RT} \quad (2.15)$$

Le même raisonnement permet de calculer les pressions partielles du dioxygène et de la vapeur d'eau. Ces pressions, exprimées en fonction du courant produit par la pile, permettent de déterminer sa tension grâce au modèle électrochimique détaillé dans la section 2.2.3.

2.2.3 Modèle électrochimique

Dans tout type de pile à combustible, seul le dihydrogène en anode et le dioxygène en cathode participent à la réaction électrochimique



Cette réaction génère une tension selon l'équation de Nernst :

$$E = E_0 + \frac{RT}{2F} \cdot \ln \left(\frac{p_{H_2} \cdot p_{O_2}^{\frac{1}{2}}}{p_{H_2 O}} \right) \quad (2.17)$$

avec E_0 le potentiel standard de référence dans des conditions de pression et température standard.

2.2.4 Modélisation des pertes et irréversibilités

Dans une PAC, les pertes se caractérisent en général par une baisse de la tension générée. Il existe deux principales causes entraînant une chute de tension : les pertes d'activation et les pertes ohmiques [7]. Un troisième type de perte, appelé perte de concentration ou de transport de masse, se caractérise au contraire par une surtension entraînant une irréversibilité.

Afin de se rapprocher d'un système réel, la SOFC est modélisée à partir d'un système commercial. Le système choisi est l'ASC-800 [25], du constructeur *SOFC Power*. Les pertes de la SOFC sont ici modélisées à partir des performances données par le constructeur [25].

Les pertes ohmiques et les pertes d'activations sont rassemblées dans le terme V_{pert} (équation 2.18), représentant l'ensemble des pertes dans l'équation de la tension de la pile. Ce terme est déterminé en évaluant la différence entre les données expérimentales et la tension théorique donné par l'équation de Nernst [13].

$$V_{pert} = V_{ohm} + V_{act} \quad (2.18)$$

Les pertes de concentration sont directement liées à la pression des gaz de la SOFC [7]. Ce terme, exprimé par ΔV_p , a été déterminé par une série de simulations du modèle de la SOFC [13]. Il varie selon la pression des gaz de la SOFC, calculé dans la section 2.4.1.

La tension générée par la SOFC est finalement exprimée dans l'équation (2.19) pour un nombre N_0 de couches de cellules en série.

$$V_{SOFC} = N_0 \cdot (E - V_{pert} + \Delta V_p) \quad (2.19)$$

2.2.5 Validation du modèle SOFC

La pile à combustible SOFC étant à l'aube de sa commercialisation, il est difficile de se procurer des données expérimentales. De plus, chaque prototype existant est différent de par la configuration du reformage et du type de cellules employées.

Le modèle est néanmoins basé sur des données expérimentales et des données constructeurs provenant de l'Université de Pérouse, qui ont déjà été discutées et validées dans de précédents travaux [12]–[14].

2.3 Modélisation du système MT

2.3.1 Description générale

En général, une MT désigne par extension l'ensemble des éléments composant le système permettant de convertir le gaz en électricité. Le système global est composé principalement d'une turbine, d'un compresseur, d'un récupérateur, d'une chambre à combustion, de vannes, d'un GSAP, de convertisseurs de puissance, et d'un système de contrôle (Figure 2-5). La modélisation de ces composants a déjà fait l'objet de plusieurs publications [18], [26]–[36]. En général, l'objectif des modèles développés dans ces publications est d'étudier les phénomènes thermodynamiques du système SOFC/MT. La modélisation proposée dans cette section a pour but d'obtenir une représentation dynamique des signaux électriques générés par le système de MT face à une

2.3.2 Modélisation de la MT et de la commande associée

Le modèle de la MT présenté par la suite est basé sur le module commercial Capstone C30 de 30kW_e [4]. Le choix de cette gamme de puissance pour la MT est justifié dans le Chapitre 3.

Le contrôle de la MT Capstone C30 est composé d'une électrovanne (*Smart proportional valve*) permettant de réguler le débit de combustible [39], ainsi que d'un système de commande (*Digital Power Controller*) permettant d'adapter la puissance alternative générée par le GSAP dans le but d'alimenter une charge isolée [40]. Ceci est réalisé à l'aide d'un redresseur commandé régulant la tension du bus à CC à une valeur fixe (760V, [41]). Pour répondre aux variations de charges isolées, le système MT est associé à un banc de batteries. Cependant, après divers tests [40], il apparaît que le système n'est pas capable de répondre à des variations de charges rapides. Pour cette raison, nous avons intégré dans le système MT un module de supercondensateurs dont la taille sera dimensionnée dans le chapitre suivant, afin d'assurer un bon fonctionnement en site isolé.

Le but du modèle de la MT étant de se rapprocher du système commercial réel, il inclut également les commandes associées. Pour les travaux présentés dans cette thèse, une stratégie de commande différente sera adoptée pour la MT étudiée, afin d'exploiter au mieux le caractère synergétique du système SOFC/MT. Pour cette raison, les contrôles de la MT C30 permettant de réguler la tension et fréquence du réseau ne seront pas représentés. Toutefois, la régulation de la puissance générée en fonction de la charge demandée est prise en compte. Celle-ci est réalisée en contrôlant le débit de méthane entrant dans la chambre à combustion (CaC). Cette stratégie de contrôle, représentée dans la plupart des modèles de MT [18], [42], est représentée sur la Figure 2-6.

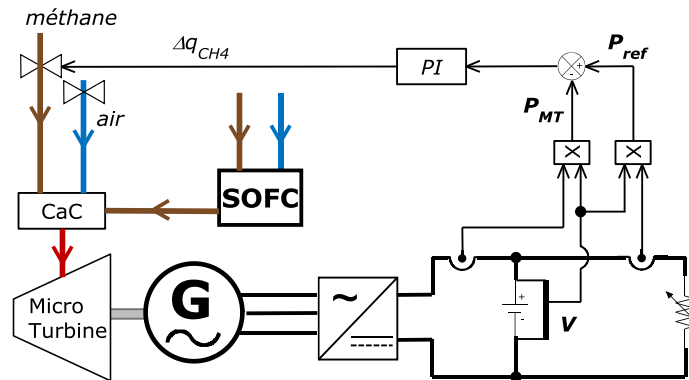


Figure 2-6: Représentation schématique de la MT et de contrôle associé

D'après les courbes expérimentales décrivant le fonctionnement de la MT Capstone C30 disponibles dans la littérature [43] (Figure 2-7) le modèle de la MT peut être approximé par un premier ordre (équation 2.20). La constante de temps τ_{MT} représente la dynamique la plus lente de la puissance générée. D'après les résultats expérimentaux, celle-ci peut être évaluée à environ égale 20 s.

2.3 - Modélisation du système MT

$$\frac{\Omega_{MT}}{\Delta P_{CH_4}} = \frac{1/C_g^*}{1 + \tau_{MT} \cdot s} \quad (2.20)$$

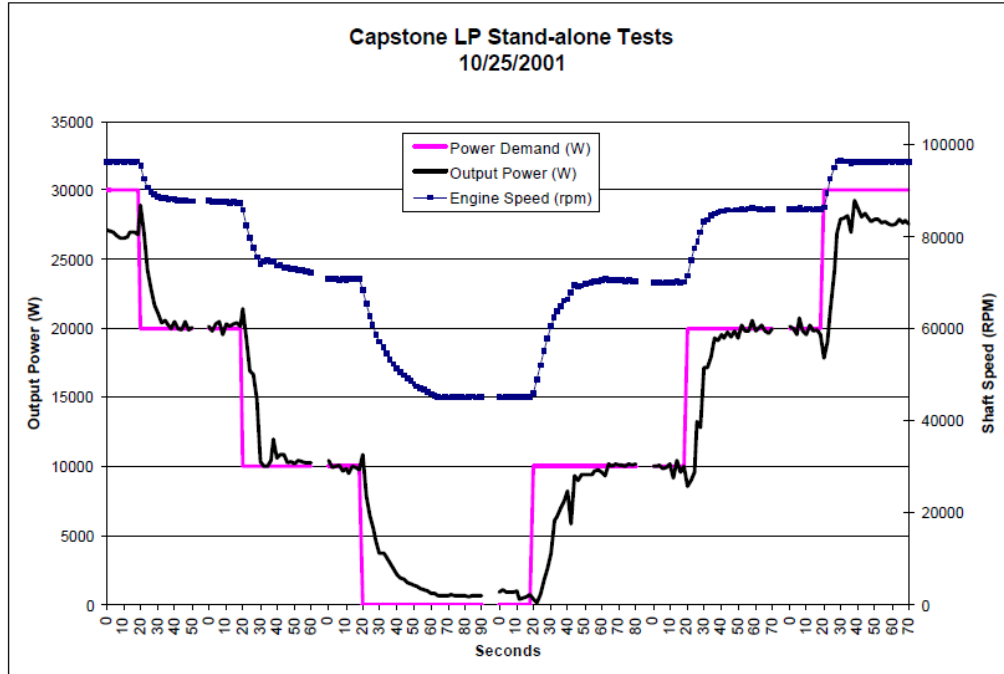


Figure 2-7: Evolution de la vitesse et de la puissance de la MT Capstone C30 pour des pas de charges de 10 kW [43]

Le modèle de commande utilisé pour concevoir la régulation de puissance de la MT (Figure 2-8) utilise le couple nominal C_g^* du GSAP (voir Chapitre 3). Les paramètres du modèle de la MT sont résumés dans le Tableau 2-2. La relation entre le débit de méthane (q_{CH_4} , en kJ/h) et la puissance calorifique de la MT (P_{CH_4} , en kW) est donnée par son rendement thermique (K_b en kJ/kWh) [4].

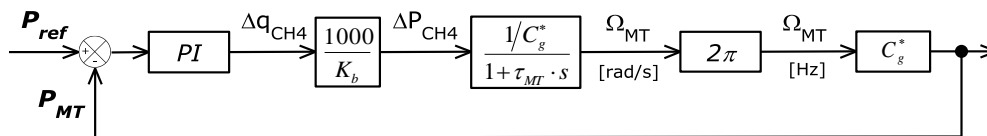


Figure 2-8: Régulation de la puissance de la MT

Afin de reproduire en simulation la dynamique disponible avec les données expérimentales, les paramètres du correcteur PI ($K_{p_{MT}}$ et $T_{i_{MT}}$) sont définis tels que la fonction de transfert en boucle fermée soit un 1^{er} ordre avec une constante de temps de 10s.

$$K_{p_{MT}} = \frac{\tau_{MT}}{T_{i_{MT}}} \quad ; \quad T_{i_{MT}} = \frac{\tau_{des_{MT}} \cdot 2\pi \cdot 1000}{K_b} \quad (2.21)$$

C_g^* (N.m)	K_b (kJ/kWh)	τ_{MT} (s)	$\tau_{des_{MT}}$ (s)	$K_{p_{MT}}$	$T_{i_{MT}}$ (s)
3.2	14400	20	10	4.58	4.38

Tableau 2-2 : Paramètres du modèle de la MT et de son contrôleur

2.3.3 Générateur synchrone

La vitesse de la MT étant très importante (96 000 tours/min en régime nominal), deux solutions peuvent être envisagées pour l'interconnexion de la MT avec le générateur électrique [18] :

- utiliser un générateur classique monté sur un réducteur de vitesse.
- utiliser un Générateur Synchrone à Aimant Permanent à grande vitesse (GSAP).

Un réducteur pour des vitesses avoisinant 96000 tours/min étant difficilement réalisable, la deuxième solution est à privilégier [26], [27]. C'est le cas de la MT Capstone C30, où le GSAP est directement couplé à la MT, sans passer par une boîte de vitesse. Le modèle du GSAP utilisé pour nos études est celui de *Matlab/Simpowersystems* [44].

2.3.4 Validation du modèle MT

Les données expérimentales utilisées pour la validation du modèle de la MT proviennent des tests réalisés par le laboratoire CERTS [43] sur la MT Capstone C30. Afin de pouvoir comparer le modèle aux données expérimentales, celui-ci sera paramétré dans les mêmes conditions.

La tension du bus à CC en sortie redresseur est maintenue à 760V par une source de tension idéale (Figure 2-6) et une charge résistive variable est appliquée sur le bus à CC afin de reproduire les échelons de puissances expérimentales illustrés sur la Figure 2-7. Les résultats de simulation sont donnés sur la Figure 2-9. Comme on peut le constater, le temps de réponse de la puissance générée par le modèle suit bien celui des données expérimentales. Les variations rapides de puissances observées sur les données expérimentales peuvent être corrélées à la combustion du méthane.

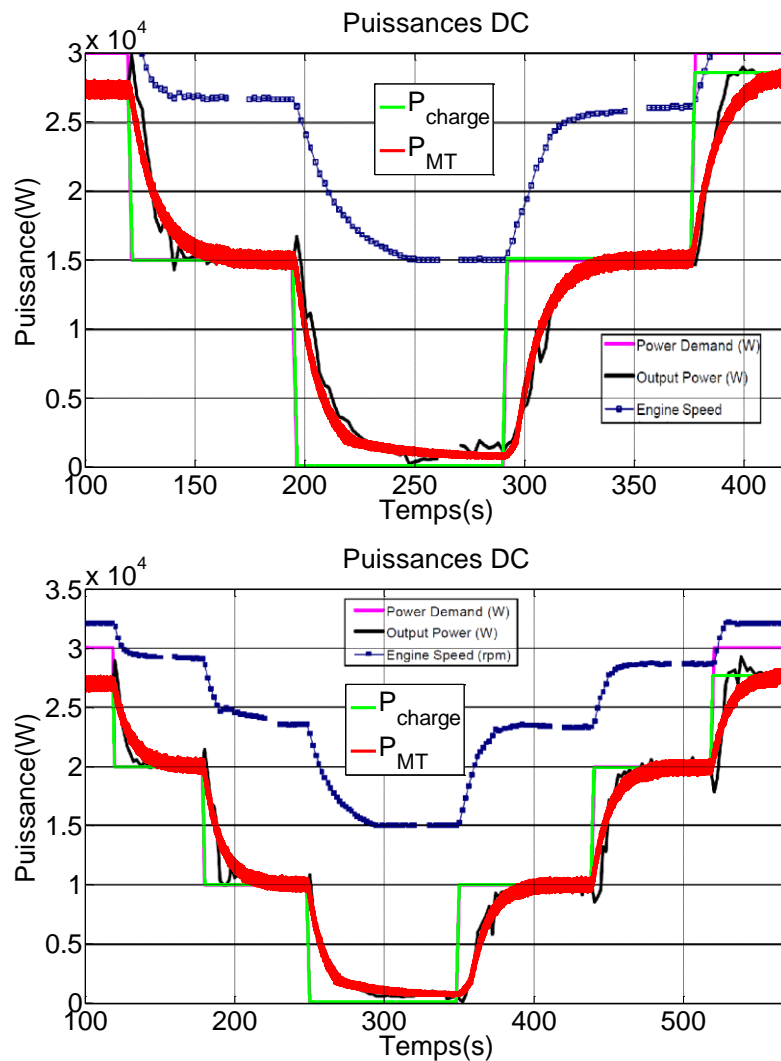


Figure 2-9: Evolution de la puissance de la MT pour différents pas de charges en simulation comparée aux données expérimentales

2.4 Autres éléments du système hybride

2.4.1 Compresseur à air

Dans le système SOFC/MT, la modélisation du compresseur à air est importante car elle représente l'interaction principale entre la MT et la SOFC. Cette modélisation représente en fait l'hybridation de ces deux sources.

Le compresseur à air est directement couplé à l'arbre de la MT. De ce fait, la pression de l'air est directement liée à la vitesse de la MT (Figure 2-1). L'air comprimé alimente ensuite la SOFC et la chambre à combustion de la MT.

Le débit d'air consommé est calculé en fonction de la puissance générée par la MT. Lorsque la puissance produite par la MT varie, plus ou moins de gaz est brûlé dans la chambre à combustion. La demande en dioxygène varie donc en conséquence. Ce dioxygène provient de la même source que celui de la SOFC (Figure 2-1). Finalement, lorsque la charge de la MT varie, le débit d'air entrant dans la cathode est sensiblement modifié. Le débit de dioxygène est donc calculé en fonction de la charge demandée à la MT.

Cette relation entre le débit de l'air et la charge de la MT est évaluée à partir de la courbe expérimentale du compresseur de la MT Capstone C30 [45]. Ces données permettent également de trouver la relation entre la charge demandée à la MT et le rapport de pression du compresseur (Figure 2-10). La pression ainsi obtenue sert à déterminer les pertes de concentration de la SOFC (voir section 2.2.4).

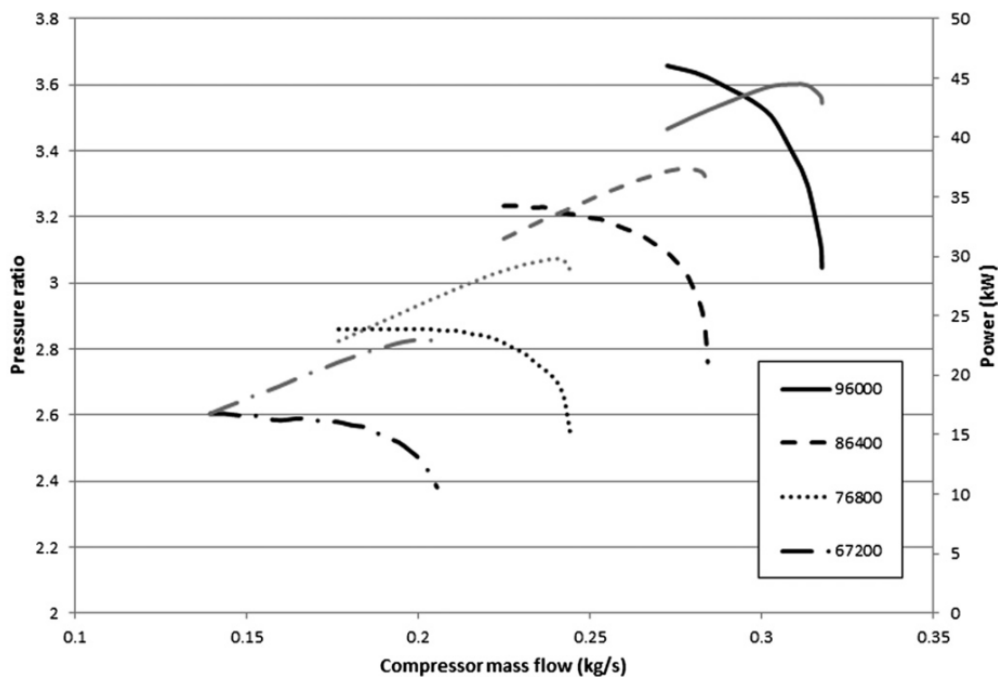


Figure 2-10: Rapport de pression (en noir) et puissance de la MT (en gris) pour différentes vitesses (RPM) en fonction du débit d'air [12]

2.4.2 Module SuperCondensateurs

La stratégie de commande spécialement conçue pour le système hybride analysé, qui sera explicitée dans le chapitre 4, permet à la MT de répondre aux variations de puissances du MR tout en gardant la puissance générée par la SOFC constante. La MT ayant un temps de réponse de plusieurs secondes, un module de SuperCondensateurs (SC) est utilisé en parallèle (Figure 2-1) pour répondre aux variations rapides de puissance.

Tout comme les autres composantes du système, le module de SC dont le modèle est illustré sur la Figure 2-11, sera dimensionné dans le Chapitre 3. Le

modèle est composé d'une capacité variable représentant la capacité de stockage d'énergie des SCs, d'une résistance en série représentant les pertes résistives dans le diélectrique et d'une résistance en parallèle représentant l'autodécharge des SCs [46]. Le modèle choisi résulte d'un compromis entre précision et complexité, et a déjà fait l'objet d'une validation expérimentale [47].

Comme les SCs seront constamment chargés et déchargés, il est important d'établir la relation capacité/état de charge. Cette dépendance a été modélisée en mesurant l'impédance des SCs en basse fréquence. En basses fréquences, un SC se comporte comme un condensateur et par conséquent la partie imaginaire de l'impédance mesurée peut être considérée comme entièrement capacitive. Ainsi, la relation entre la capacité et la fréquence a été obtenue à travers des mesures d'impédance à différents niveaux de tension (équation 2.22).

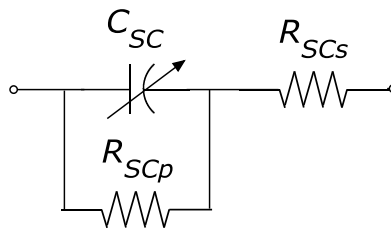


Figure 2-11: Modèle d'un SuperCondensateur

$$C_{SC} = C_0 + K_v \cdot V_{SC} \quad (2.22)$$

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le système hybride SOFC/MT étudié pour contribuer à la stabilité d'un MR rural exploitant du biogaz a été défini et modélisé. Malgré l'absence de données expérimentales, un effort important a été fait pour traduire dans la modélisation la dynamique et l'effet synergétique d'un système réel. Pour approcher la dynamique d'un tel système, les différentes parties constitutives ont été modélisées et validées en exploitant des données provenant d'une MT commerciale du département d'ingénierie industrielle de l'Université de Pérouse. Les éléments annexes aux deux sources ayant un impact sur l'effet synergétique et par conséquent sur la dynamique électrique du système (compresseur, SC) ont également été caractérisés. Le modèle dynamique du système hybride SOFC/MT permettra par la suite d'étudier le comportement du système dans un contexte MR.

Références

- [1] A. Buonomano, F. Calise, M. D. d'Accadia, A. Palombo, and M. Vicidomini, "Hybrid solid oxide fuel cells–gas turbine systems for combined heat and power: A review," *Appl. Energy*, vol. 156, pp. 32–85, 2015.
- [2] X. Zhang, S. H. Chan, G. Li, H. K. Ho, J. Li, and Z. Feng, "A review of integration strategies for solid oxide fuel cells," *J. Power Sources*, vol. 195, no. 3, pp. 685–702, Feb. 2010.
- [3] R. J. Braun, S. a. Klein, and D. T. Reindl, "Evaluation of system configurations for solid oxide fuel cell-based micro-combined heat and power generators in residential applications," *J. Power Sources*, vol. 158, no. 2, pp. 1290–1305, Aug. 2006.
- [4] Capstone Turbine Corporation, "Capstone C30 MicroTurbine System," 2002.
- [5] N. Laosiripojana, W. Wiyaratn, W. Kiatkittipong, A. Arpornwichanop, A. Soottitantawat, and S. Assabumrungrat, "Reviews on Solid Oxide Fuel Cell Technology," *Eng. J.*, vol. 13, no. 1, pp. 65–84, Feb. 2009.
- [6] V. Chiodo, a. Galvagno, a. Lanzini, D. Papurello, F. Urbani, M. Santarelli, and S. Freni, "Biogas reforming process investigation for SOFC application," *Energy Convers. Manag.*, vol. 98, pp. 252–258, 2015.
- [7] J. Larminie, A. Dicks, and M. McDonald, "Fuel cell systems explained," 2003.
- [8] S. H. Chan, H. K. Ho, and Y. Tian, "Modelling of simple hybrid solid oxide fuel cell and gas turbine power plant," *J. Power Sources*, vol. 109, no. 1, pp. 111–120, Jun. 2002.
- [9] A. Choudhury, H. Chandra, and a. Arora, "Application of solid oxide fuel cell technology for power generation—A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 20, pp. 430–442, Apr. 2013.
- [10] S. Farhad, F. Hamdullahpur, and Y. Yoo, "Performance evaluation of different configurations of biogas-fuelled SOFC micro-CHP systems for residential applications," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 35, no. 8, pp. 3758–3768, Apr. 2010.
- [11] N. Srivastava, "Modeling of Solid Oxide Fuel Cell/Gas Turbine Hybrid Systems," 2006.

- [12] L. Barelli, G. Bidini, and a. Ottaviano, "Part load operation of SOFC/GT hybrid systems: Stationary analysis," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 37, no. 21, pp. 16140–16150, Nov. 2012.
- [13] L. Barelli, G. Bidini, and A. Ottaviano, "Part load operation of a SOFC/GT hybrid system: Dynamic analysis," *Appl. Energy*, vol. 110, pp. 173–189, Oct. 2013.
- [14] L. Barelli, G. Bidini, F. Gallorini, and P. a. Ottaviano, "Design optimization of a SOFC-based CHP system through dynamic analysis," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 38, no. 1, pp. 354–369, Jan. 2013.
- [15] Y. Kobayashi, Y. Ando, T. Kabata, M. Nishiura, K. Tomida, and N. Mataka, "Extremely high-efficiency thermal power system-solid oxide fuel cell (SOFC) Triple combined-cycle system," *Mitsubishi Heavy Ind Tech Rev*, vol. 48, pp. 9–15, 2011.
- [16] R. A. Roberts and J. Brouwer, "Dynamic Simulation of a Pressurized 220kW Solid Oxide Fuel-Cell–Gas-Turbine Hybrid System: Modeled Performance Compared to Measured Results," *J. Fuel Cell Sci. Technol.*, vol. 3, no. 1, pp. 18–25, Aug. 2005.
- [17] J. Padulles, G. Ault, and J. McDonald, "An integrated SOFC plant dynamic model for power systems simulation," *J. Power Sources*, pp. 495–500, 2000.
- [18] Y. Zhu and K. Tomsovic, "Development of models for analyzing the load-following performance of microturbines and fuel cells," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 62, no. 1, pp. 1–11, May 2002.
- [19] Y. H. Li, S. S. Choi, and S. Rajakaruna, "An Analysis of the Control and Operation of a Solid Oxide Fuel-Cell Power Plant in an Isolated System," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, pp. 381–387, Jun. 2005.
- [20] C. Wang and M. Nehrir, "A physically based dynamic model for solid oxide fuel cells," *Energy Conversion, IEEE Trans.*, vol. 22, no. 4, pp. 887–897, 2007.
- [21] K.-H. Hauer, "Analysis Tool for Fuel Cell Vehicle Hardware and Software (Controls) with an Application to Fuel Economy Comparisons of Alternative System Designs," 2001.
- [22] M. Y. El-Sharkh, A. Rahman, M. S. Alam, P. C. Byrne, A. a. Sakla, and T. Thomas, "A dynamic model for a stand-alone PEM fuel cell power plant for residential applications," *J. Power Sources*, vol. 138, no. 1–2, pp. 199–204, Nov. 2004.

- [23] M. Uzunoglu and M. Alam, "Dynamic modeling, design, and simulation of a combined PEM fuel cell and ultracapacitor system for stand-alone residential applications," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 3, pp. 767–775, 2006.
- [24] D. Vera and F. Jurado, "Development of Solid Oxide Fuel Cell Based System in Stand Alone Mode," *Open Renew. Energy J.*, pp. 38–42, 2009.
- [25] SOFC Power, "ASC-800 datasheet."
- [26] C. X. Cáceres, R. E. Cáceres, D. Hein, M. G. Molina, and J. M. Pia, "Biogas production from grape pomace: Thermodynamic model of the process and dynamic model of the power generation system," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 37, no. 13, pp. 10111–10117, Jul. 2012.
- [27] S. Grillo, S. Massucco, A. Morini, A. Pitto, and F. Silvestro, "Microturbine Control Modeling to Investigate the Effects of Distributed Generation in Electric Energy Networks," *IEEE Syst. J.*, vol. 4, no. 3, pp. 303–312, Sep. 2010.
- [28] a. Al-Hinai and A. Feliachi, "Dynamic model of a microturbine used as a distributed generator," *Proc. Thirty-Fourth Southeast. Symp. Syst. Theory (Cat. No.02EX540)*, pp. 209–213, 2002.
- [29] R. Lasseter, "Dynamic models for micro-turbines and fuel cells," in *Power Engineering Society Summer Meeting*, 2001, vol. 2, pp. 761–766.
- [30] D. Gaonkar, R. Patel, and G. Pillai, "Dynamic model of microturbine generation system for grid connected/islanding operation," *Ind. Technol. 2006. ...*, 2006.
- [31] X. Guillaud, P. Degobert, C. Larose, and A. Valle, "A methodological approach for real-time power system simulation Application to the connection of a micro turbine generator in a distribution network," ... *Electron. 2006 IEEE ...*, pp. 2597–2602, 2006.
- [32] D. N. Gaonkar and R. N. Patel, "Modeling and Simulation of Microturbine Based Distributed Generation System," *2006 IEEE Power India Conf.*, pp. 256–260, 2006.
- [33] a. K. Saha, S. Chowdhury, S. P. Chowdhury, and P. a. Crossley, "Modelling and simulation of microturbine in islanded and grid-connected mode as distributed energy resource," *2008 IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet. - Convers. Deliv. Electr. Energy 21st Century*, pp. 1–7, Jul. 2008.

- [34] S. Guda, C. Wang, and M. Nehrir, "A simulink-based microturbine model for distributed generation studies," *Power Symp. 2005. ...*, pp. 269–274, 2005.
- [35] A. Bertani, C. Bossi, F. Fornari, S. Massucco, S. Spelta, and F. Tivegna, "A microturbine generation system for grid connected and islanding operation," *IEEE PES Power Syst. Conf. Expo. 2004.*, pp. 822–827.
- [36] S. Guda, "Modeling and power management of a hybrid wind-microturbine power generation system," 2005.
- [37] X. Yu, Z. Jiang, and A. Abbasi, "Dynamic modeling and control design of microturbine distributed generation systems," *2009 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 1239–1243, May 2009.
- [38] O. Fethi, L. -a. Dessaint, and K. Al-Haddad, "Modeling and simulation of the electric part of a grid connected micro turbine," *IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet. 2004.*, vol. 2, pp. 2213–2220.
- [39] S. Hamilton, "Micro turbine (distributed generation) project," 1999.
- [40] R. Yinger, "Behavior of Capstone and Honeywell microturbine generators during load changes," no. February, 2001.
- [41] R. Yinger, "Behavior of Capstone and Honeywell Microturbine Generators during Load Changes," 2001.
- [42] G. J. Kish and P. W. Lehn, "A micro-turbine model for system studies incorporating validated thermodynamic data," *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–6, 2011.
- [43] CERTS, "Capstone Low Pressure Grid-connect Tests," 2000.
- [44] MathWorks, "Permanent Magnet Synchronous Machine." [Online]. Available: <http://fr.mathworks.com/help/phymod/sps/powersys/ref/permanentmag netsynchronousmachine.html>.
- [45] Y. Li and Y. Weng, "Performance study of a solid oxide fuel cell and gas turbine hybrid system designed for methane operating with non-designed fuels," *J. Power Sources*, vol. 196, no. 8, pp. 3824–3835, Apr. 2011.
- [46] M. Yiwei and Y. Ping, "Development of distributed generation system based on various renewable energy resources," *Power Electron. Syst. ...*, pp. 1 –5, Jun. 2011.

- [47] A. Etxeberria, "Microgrid Hybrid Energy Storage Integration and Control using a Three-Level NPC Converter," 2012.

Dimensionnement du système hybride SOFC/MT et du MR rural étudié

Contenu

Chapitre 3	43
3.1 Caractérisation du MR rural à étudier	44
3.1.1 Evaluation de la consommation d'un village rural	44
3.1.2 Sources d'énergies	45
3.1.3 Configuration du réseau de distribution	46
3.1.4 Intégration du système SOFC/MT dans le MR	48
3.1.5 Stratégie de Commutation	50
3.2 Dimensionnement du système hybride SOFC/MT	53
3.2.1 Choix de la puissance nominale des deux sources	53
3.2.2 Plage de fonctionnement de la MT	53
3.2.3 Sélection du niveau de tension du bus à CC	54
3.2.4 SOFC	55
3.2.5 Générateur Synchrone à Aimants Permanents de la MT	56
3.3 Dimensionnement du module de SuperCondensateurs	56
3.4 Filtres du convertisseur 3LNPC	58
3.4.1 Filtre côté source	58
3.4.2 Filtre côté réseau (LCL)	58
3.5 Conditions expérimentales	60
3.5.1 La plateforme EneR-GEA	60
3.5.2 Emulation du système SOFC/MT	63
3.5.3 Mise à l'échelle du système expérimental	64
3.6 Conclusion	65
Références	66

Le système SOFC/MT, caractérisé et modélisé dans les précédents chapitres, a été choisi pour valoriser le biogaz dans un contexte de MR rural. Ce MR sera d'abord caractérisé dans ce chapitre afin de définir la plage de

fonctionnement du système hybride. Les éléments permettant sa bonne intégration au MR seront ensuite dimensionnés. Enfin, la plateforme MR expérimentale utilisée pour tester le système SOFC/MT sera présentée.

3.1 Caractérisation du MR rural à étudier

3.1.1 Evaluation de la consommation d'un village rural

D'après un état de l'art réalisé sur une centaine de réseaux faibles en Allemagne [1], la puissance moyenne du transformateur d'un village rural est de 100 kVA, avec en moyenne 12 kVA par foyer. Une étude réalisée en Australie montre que la puissance instantanée moyenne absorbée par un MR, composé d'une ferme et d'un foyer, varie entre 2 et 4 kW avec une charge de pointe pouvant atteindre 7.6 kW [2]. En Jordanie, un groupement de villages ruraux d'environ 1500 habitants représente une charge totale dont la puissance moyenne est d'environ 200 kW [3]. Cette moyenne peut varier en fonction du niveau de vie de la population. En Inde par exemple, pour le même nombre d'habitants, la charge moyenne est de seulement 60 kW [4]. D'après [5], les besoins basiques d'un ménage rural en terme de puissance peuvent être évalués à un maximum de 0.5 kW. Ce chiffre peut être encore plus faible pour des populations très peu énergivores. En Ethiopie par exemple [6], la puissance moyenne demandée par des villages ruraux comptant 63000 habitants est de 625 kW, ce qui donne une consommation moyenne de seulement 0.01 kW par habitant. Au Guatemala également, l'estimation de la consommation d'un village de 50 foyers donnerait une charge moyenne de 0.02 kW par habitant [7]. La charge moyenne par habitant dépend également des industries présentes dans le village rural. Le chiffre important de 0.5 kW par habitant d'un MR rural en Australie [2] provient de la présence d'une ferme destinée à la tonte de brebis.

L'analyse de la consommation d'un village touristique dans les montagnes du pays basque pouvant accueillir 300 personnes (Annexe A) montre que sa charge moyenne est d'environ 76 kW. La puissance des charges varie autour de cette moyenne avec un écart type de 41 kW. Cette valeur importante provient de l'activité touristique du site dont la fréquentation varie beaucoup selon la période de l'année. La puissance maximale de 250 kW est très éloignée de sa puissance moyenne pour la même raison. Néanmoins, l'ordre de puissance moyenne des charges (Annexe A) est représentative d'un village européen [1], [8].

Afin d'estimer la plage de variation des charges d'un MR rural typique, on définit le facteur de charge de pointe K_{ch} [3] comme étant le ratio entre la charge moyenne totale et la charge maximale (équation 3.1). Ce facteur se situe en général entre 0.5 et 0.7.

$$K_{ch} = \frac{P_{ch(moy)}}{P_{ch(max)}} \quad (3.1)$$

Les charges moyennes des cas d'études évoqués ci-dessus sont résumées dans le Tableau 3-1. La charge moyenne par habitant est simplement

3.1 - Caractérisation du MR rural à étudier

calculée en divisant la charge totale du village par le nombre total de personnes y habitant. Les cas d'études étant situés dans différents endroits du monde présentant des niveaux de vie éloignés, les résultats sont assez disparates.

En prenant en compte les ressources en biogaz disponibles dans une ferme de taille moyenne (Chapitre 1) et les caractéristiques des villages résumés dans le Tableau 1, le MR étudié est dimensionné pour rapprocher un village rural typique, d'une charge moyenne d'environ 100 kW. Le nombre d'habitants correspondant à cette puissance moyenne pourrait être de quelques centaines pour un village occidental ou quelques milliers pour un village d'un pays moins développé. Ce nombre, ainsi que la consommation moyenne et la charge par habitant, est renseigné à titre indicatif mais n'influe pas sur le dimensionnement électrique du MR rural. Le facteur de charge de pointe est sélectionné à 0.6, c'est-à-dire la moyenne des valeurs des villages ruraux étudiés.

Localisation des villages ruraux	Nombre d'habitants	Consommation moy. (kWh/jour)	Charge moy. totale (kW)	Charge par habitant (kW/Hab.)	K_{ch}
Allemagne [1]	NR*	NR*	90	NR*	0.75
Luxembourg [8]	255	1320	55	0.22	0.52
Australie [2]	8	23	4	0.5	0.52
Jordanie [3]	1500	5171	216	0.14	0.6
Ethiopie [6]	63000	15700	650	0.01	0.44
Guatemala [7]	250	NR*	5	0.02	NR*
Sénégal [9]	250	75	10	0.04	NR*
Pays basque, France (Annexe A)	300	1900	76	0.25	0.32
Cas d'étude	500 / 5000	2400	100	0.2 / 0.02	0.6

Tableau 3-1 : Puissances des charges de différents villages ruraux dans le monde

*(NR = Non Renseigné)

3.1.2 Sources d'énergies

Les SER représentent indéniablement l'avenir des réseaux électriques ruraux de demain. Toutefois, des contraintes techniques, principalement liées à la stabilité du réseau et la qualité de l'énergie soulèvent des questions sur la fiabilité d'un MR basé sur ces systèmes de génération [10].

Tout comme la fiabilité et la stabilité, la qualité de l'énergie peut être également affectée par un taux de pénétration d'énergie renouvelable trop élevé si les SER ne sont pas adaptées aux spécificités des réseaux ruraux. La limitation

actuelle à 30 % du taux de pénétration dans les réseaux faibles [11] est liée non seulement au caractère intermittent de la source primaire (vent, éclairage solaire), mais également au fait que la substitution des machines tournantes (moteurs diesels, turbines hydrauliques basés sur des générateurs synchrones) par des moyens statiques (PV) contribue à la diminution de l'inertie du système et donc à l'amplification de la sensibilité intrinsèque d'un réseau faible aux variations rapides de l'équilibre production-consommation [12].

Comme vu dans le Chapitre 1, le biogaz est une ressource d'énergie renouvelable qui dépend beaucoup moins des phénomènes stochastiques. Par conséquent, un système SOFC/MT valorisant le biogaz peut être la source principale la mieux adaptée pour alimenter un MR rural. Afin de couvrir la puissance demandée par un MR rural alimentant un village type, tel que celui défini dans la section précédente, le système hybride SOFC/MT est dimensionné pour générer une puissance nominale d'environ 100 kW. Cette valeur s'inscrit dans la gamme de puissance moyenne des projets de méthanisation rurale [13] (voir Chapitre 1). Le système SOFC/MT sera dimensionné avec précision dans les sections suivantes pour pouvoir répondre aux variations de charge du MR rural tout en préservant un bon rendement électrique. La puissance maximale du MR choisi étant de 160 kW ($K_{ch} = 0.6$), la puissance totale installée devra au moins atteindre cette valeur.

Un MR rural peut comporter plusieurs sources d'énergie complémentaires associées à des systèmes de stockage d'énergie, mais notre cas d'étude se focalise sur le système SOFC/MT en tant que source principale. Par conséquent, le système SOFC/MT doit être également capable de fixer la tension et la fréquence du MR rural.

3.1.3 Configuration du réseau de distribution

La configuration du réseau de distribution d'un MR peut être classé en trois principaux groupes [14]: réseau uniquement à Courant Alternatif (CA), réseau uniquement à Courant Continu (CC) ou un réseau comportant à la fois des portions à CA et à CC. Le MR à CA est plus fiable, principalement parce qu'en mode connecté ses charges peuvent être directement raccordées au réseau principal. De plus, un réseau électrique existant peut être plus facilement reconfiguré en MR CA. Néanmoins, des portions à CC permettent de réguler les stockages d'énergie CC plus simplement et avec moins de convertisseurs de puissance.

Dans cette thèse, un réseau de distribution à CA est choisi pour les avantages évoqués ci-dessus. Le niveau de tension du réseau de distribution est choisi comme étant le même qu'un réseau domestique français, c'est-à-dire une tension phase-neutre de 230 Vrms d'une fréquence de 50 Hz. Le réseau étudié dans cette thèse comporte deux charges (Ch_1 et Ch_2 , dont les valeurs seront définies par la suite) séparées du système SOFC/MT par deux impédances (Z_1 et Z_2) représentant les lignes de transmission (Figure 3-1).

3.1 - Caractérisation du MR rural à étudier

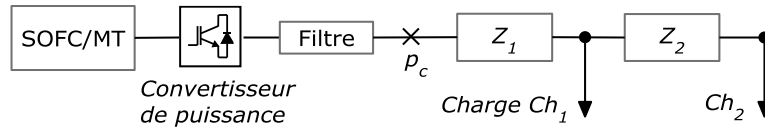


Figure 3-1: Configuration du MR étudié intégrant deux charges (Ch_1 , Ch_2) séparées par deux impédances (Z_1 , Z_2)

En général dans un milieu rural, les distances entre les charges sont importantes. Un état de l'art des réseaux ruraux en Allemagne [1] montre par exemple que la distance moyenne entre deux consommateurs est de 53 mètres. Afin d'étudier un cas plus défavorable, la distance entre deux charges (Ch_1 et Ch_2) est choisie à 100 m.

La distance entre les SER et les consommateurs peut être aussi importante, du fait de l'éloignement de la ressource en énergie (vent, eau). Le système SOFC/MT valorisant le biogaz est notamment situé à proximité de l'unité de méthanisation, distante des consommateurs pour des raisons de pollutions olfactives et sonores. De plus, l'espace requis pour une centrale de méthanisation peut être important, de l'ordre de 8000 m² (soit un cercle de rayon de 50 m) pour une centrale produisant 500 kWe [15]. Pour ces raisons, la longueur de ligne entre le système SOFC/MT et la première charge est sélectionnée à 200 m.

Les lignes de distributions du MR étant de forte longueur, elles sont hautement résistives. Plus particulièrement, dans les réseaux basses tension, le rapport résistif/inductif (R/X) est important [16]. Cette caractéristique rend plus difficile la régulation de la tension et de la fréquence au niveau des charges. Néanmoins, les problèmes d'harmoniques sont moins importants car ceux-ci sont dissipés par l'impédance [17]. Dans un réseau de distribution traditionnel haute tension, le rapport R/X est en général inférieur à 0.2 alors que dans un réseau rural il est supérieur à 1 [18].

Les valeurs des impédances choisies pour cette thèse proviennent du réseau de distribution flamand (Belgique). L'étude [19] spécifie que pour un réseau rural, le rapport R/X des impédances des lignes de distribution est environ égal à 6. Les valeurs des impédances par kilomètre pour une phase (Z_{km}) ainsi que pour le neutre ($Z_{n_{km}}$) sont données dans le Tableau 3-2. Ces valeurs sont utilisées pour calculer les valeurs des impédances Z_1 et Z_2 du MR étudié.

Afin de caractériser ce réseau de distribution, on calcule la puissance de court-circuit au point de connexion commun p_c entre le système SOFC/MT et le reste du MR (Figure 3-1). Cette puissance de court-circuit S_{cc} (équation 3.3) est déterminée avec les impédances des lignes du réseau (équation 3.2) [20]. Le rapport R_{cc} (équation 3.4) permet d'apprécier la faiblesse du réseau par rapport à la puissance $P_{SOFC/MT}$ de la source concernée [21]. On considère que le réseau est faible par rapport à l'installation lorsque $R_{cc} < 10$ [22]. C'est le cas de la configuration choisie pour cette étude, où $R_{cc} = 3.5$.

$$Z_{cc} = \sqrt{(\Sigma R)^2 + (\Sigma X)^2} \quad (3.2)$$

$$S_{cc} = \frac{U_N^2}{Z_{cc}} \quad (3.3)$$

$$R_{cc} = \frac{S_{cc}}{P_{SOFC/MT}} \quad (3.4)$$

Z_{km} (Ω/km)	Zn_{km} (Ω/km)	d_1 (km)	d_2 (km)	Z_1 (Ω)	Z_2 (Ω)	U_N (V)	R_{cc}
0.551 +0.088i	1.15 +0.083i	0.2	0.1	0.11 +0.018i	0.055 +0.0088i	230	3.51

Tableau 3-2: Paramètres du réseau de distribution étudié

3.1.4 Intégration du système SOFC/MT dans le MR

Les charges des consommateurs nécessitent en général une tension triphasée d'amplitude et de fréquence constante (230Vrms – 50Hz en France). Le système SOFC/MT, choisi pour fixer la tension et la fréquence du MR, devra respecter ces contraintes.

La SOFC, ainsi que la MT associée à son redresseur, peuvent être assimilées à 2 sources à courant continu. Ces sources nécessitent un onduleur commandé pour pouvoir intégrer le MR à CA. Quatre configurations de convertisseurs de puissance ont été identifiées comme étant les plus adaptées pour contrôler le flux de puissance entre les deux sources et leur intégration dans l'environnement MR (Figure 3-2). Afin de conserver le meilleur rendement possible du système SOFC/MT, le critère de choix de la configuration se portera naturellement sur celle qui engendre le moins de pertes de puissance. Il faudra également que la configuration choisie puisse à la fois réguler la puissance des deux sources et fixer la tension et la fréquence du MR.

Une PAC nécessite en général un convertisseur CC/CC de type « boost » afin d'augmenter sa tension générée relativement faible [23]. Dans ce cas, deux configurations sont possibles : intégrer les deux sources au MR avec deux onduleurs séparés (Figure 3-2(a)) ou avec un seul onduleur en passant par un bus à CC (Figure 3-2(b)). Cette première configuration offre plus de liberté sur la régulation, les deux sources ayant chacune un bus à CC différent. Cependant, il est plus facile d'un point de vue contrôle d'intégrer une source à CC dans un bus à CC existant que de synchroniser deux signaux alternatifs dans un bus à CA. De plus, l'utilisation d'un unique onduleur réduit les pertes des commutations.

Dans le dimensionnement de la SOFC (Section 3.2.4.1), il est possible d'atteindre une tension continue relativement élevée sans utiliser un convertisseur CC/CC. Par exemple, le prototype SOFC/MT de 200kW de *Mitsubishi Heavy Industries* [24] atteint 400V aux bornes de la SOFC. Dans ce cas, le niveau de tension est suffisant pour connecter la SOFC directement au bus à CC. Néanmoins cette configuration dite « flottante », représentée par la Figure 3-2(c), ne permet pas de réguler indépendamment le flux de puissance de chacune des deux sources.

Enfin, il est possible d'utiliser un unique convertisseur multiniveau de type *3-Level Neutral Point Clamped Converter* (3LNPC, Figure 3-2(d)) pour intégrer deux sources à CC dans un bus à CA. Cette topologie est décrite et comparée aux autres configurations par la suite.

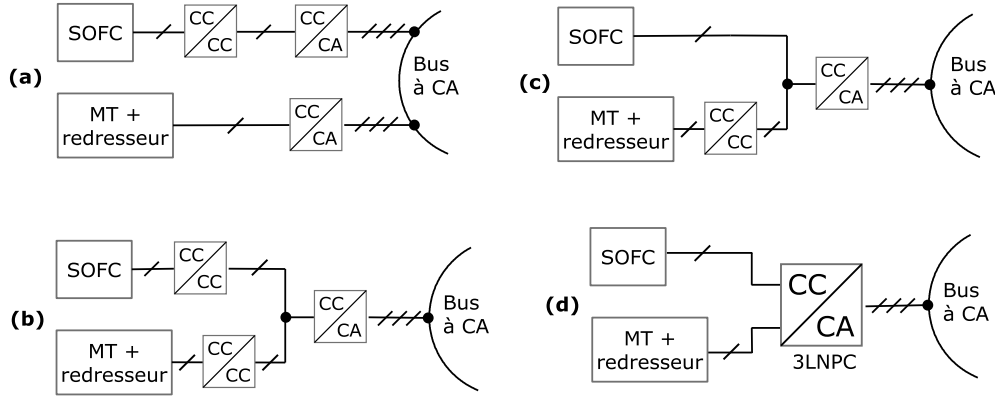


Figure 3-2: Configurations des topologies d'intégration (a) séparée, (b) parallèle, (c) flottante et (d) convertisseur à trois-niveaux (3-Level Neutral Point Clamped Converter, 3LNPC)

Les trois topologies identifiées comme les plus intéressantes (Figure 3-2 (b), (c) et (d)) ont été analysées et comparées en simulation en conditions similaires [25] pour souligner leurs avantages et inconvénients dans un contexte système hybride et MR.

Les résultats ont montré que les deux topologies (b) et (d) ont une dynamique similaire concernant le partage de la puissance entre deux sources mais que la topologie 3LNPC entraîne moins de pertes de puissance et de distorsions harmoniques. En effet, par rapport à la topologie parallèle, l'interface 3LNPC permet une réduction de pertes d'environ 50% [25]. La topologie 3LNPC dispose également du meilleur THD.

Le fait de pouvoir contrôler deux sources avec un seul convertisseur de puissance, avec des pertes de puissance réduites et un meilleur THD, rend le 3LNPC très intéressant dans notre contexte, car cette topologie contribue à préserver un meilleur rendement pour le système hybride SOFC/MT et son effet synergétique. Par conséquent, la topologie 3LNPC a été sélectionnée pour contrôler le flux de puissance entre la SOFC et la MT.

Le convertisseur 3LNPC est considéré comme étant particulièrement intéressant pour des applications à moyenne tension et de grande puissance [26][27], en raison de sa capacité à réduire de moitié la tension nominale au niveau des dispositifs semi-conducteurs par rapport au convertisseur classique à deux niveaux. La structure du convertisseur 3LNPC est représentée schématiquement sur la Figure 3-3.

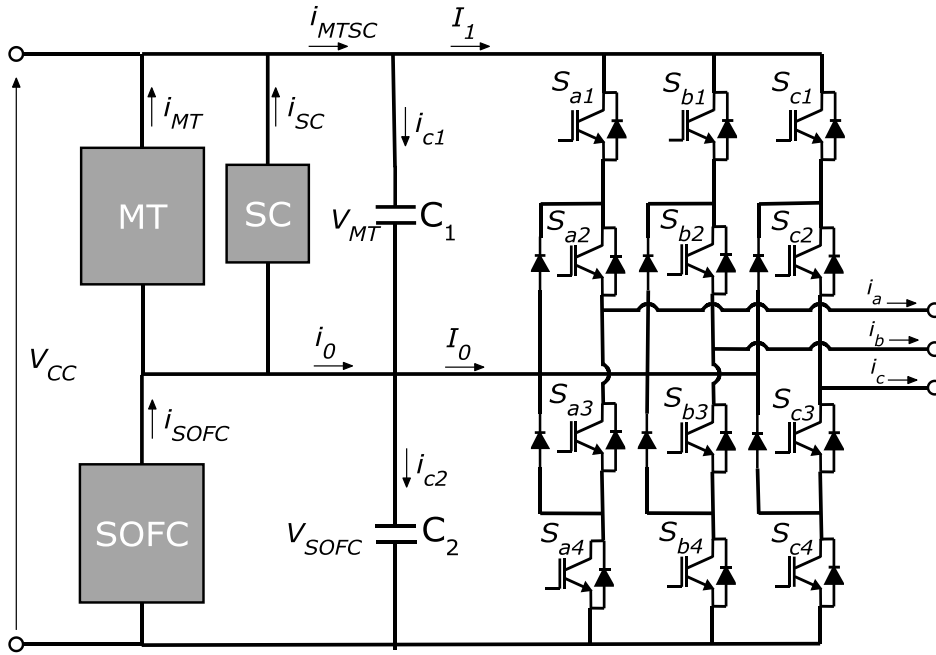


Figure 3-3: Représentation schématique du convertisseur 3LNPC et de la source SOFC/MT

Le convertisseur 3LNPC présente de nombreux avantages par rapport à un convertisseur classique à deux niveaux. Fondamentalement, ce type de convertisseur est axé sur l'amélioration de la qualité de l'énergie et l'augmentation de la puissance qui transite par lui, mais le nombre élevé de commutateurs dans une branche ainsi que l'utilisation de plusieurs niveaux de tension à CC rend sa commande plus complexe. Dans cette étude, le nombre élevé de commutateurs du 3LNPC a été exploité comme un degré de liberté supplémentaire permettant l'intégration des deux sources du système hybride vues comme sources de tension par le 3LNPC. Les condensateurs permettent de filtrer l'effet des commutateurs, comme montré sur la Figure 3-3. Ils sont dimensionnés dans la section 3.4.1.

3.1.5 Stratégie de Commutation

L'inconvénient de la topologie du 3LNPC est lié au déséquilibre de tension au niveau des deux condensateurs du bus à CC. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu peut avoir des variations très importantes. Dans la littérature, il existe différentes méthodes pour éliminer ces variations, comme l'utilisation des vecteurs redondants avec une Modulation Vectorielle (SVM) ou l'utilisation de la composante homopolaire avec la modulation de largeur d'impulsion (PWM) [28]. Pour le convertisseur 3LNPC dans un contexte système hybride SOFC/MT et MR, ces méthodes ont été utilisées avec un objectif différent afin de contrôler la division de courant des deux sources (i_{SOFC} & i_{MTSC} , Figure 3-3).

3.1 - Caractérisation du MR rural à étudier

La Figure 3-4 représente les vecteurs d'un diagramme vectoriel quand la tension du point de neutre est équilibrée, c'est à dire quand les deux sources de tension à CC à l'entrée de l'onduleur ont les mêmes valeurs.

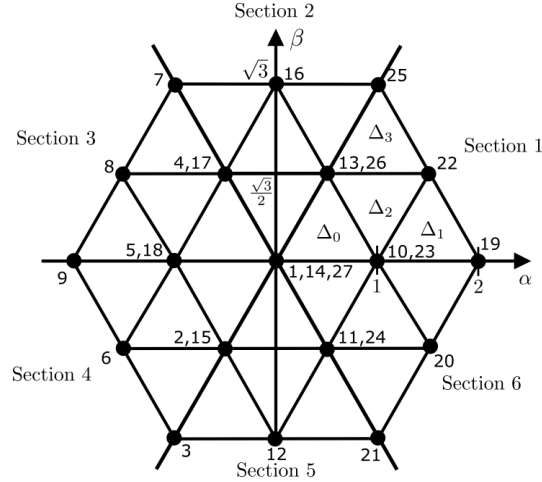


Figure 3-4: Le diagramme vectoriel d'un convertisseur 3LNPC quand la tension du point de neutre est équilibrée

Cependant, les deux sources ayant des objectifs différents, la tension à leurs bornes peut varier significativement. Par conséquent, ce déséquilibre de tension modifie le diagramme vectoriel, comme illustré sur la Figure 3-5.

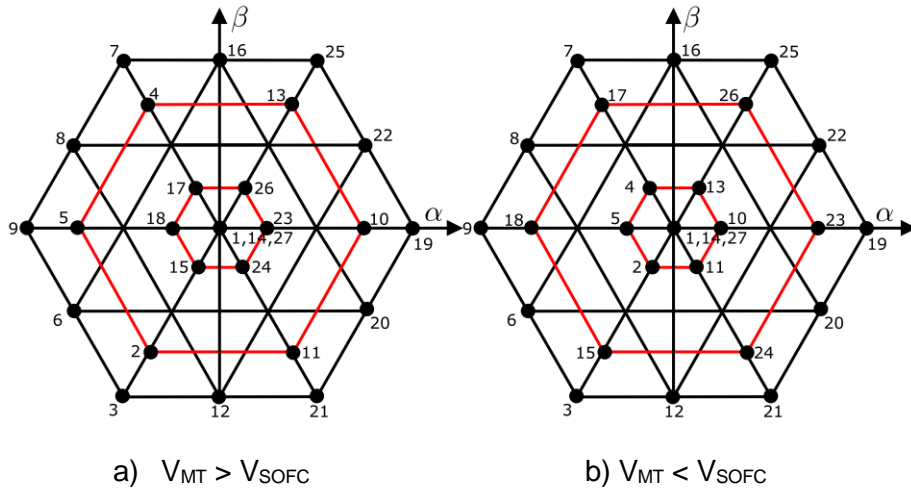


Figure 3-5: Effet du point neutre déséquilibré sur le diagramme vectoriel

L'utilisation d'une stratégie de modulation classique en cas de déséquilibre de tension sur le bus à CC entrainera sur le bus à CA une tension ayant une valeur moyenne non nulle. L'une des solutions pour remédier à ce problème, proposée dans [29], est de modifier les rapports cycliques d_i en fonction du déséquilibre de tension, représentée par la variable A_{c1} (équation 3.5). L'équation (3.6) représente les rapports cycliques d_{i1} ainsi modifiés pour le premier étage des interrupteurs

S_{i1} , i représentant chacune des phases a , b et c (Figure 3-3). La même méthode est réalisée pour les interrupteurs S_{i2} en utilisant le déséquilibre de tension A_{c2} .

$$A_{c1} = \frac{2V_{SOFC}}{V_{SOFC} + V_{MT}} ; A_{c2} = \frac{2V_{MT}}{V_{SOFC} + V_{MT}} \quad (3.5)$$

$$d_{i1} = \frac{A_{c1} - 1 + d_i}{A_{c1}} ; d_{i2} = \frac{A_{c2} - 1 + d_i}{A_{c2}} \quad (3.6)$$

La stratégie de modulation employée est de type THIPWM (*Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation*). Cette stratégie de modulation de largeur d'impulsion « intersective » utilise l'injection d'un harmonique de rang 3 dans la modulante (150 Hz) à hauteur d'un sixième. La modulante est ensuite comparée à une porteuse triangulaire de fréquence finie et permet de générer les ordres de commande des interrupteurs. La Figure 3-6 présente les formes d'ondes de la modulante ainsi que des porteuses. Comparée à une stratégie de modulation sinusoïdale classique (SPWM), la THIPWM permet d'augmenter de 15% la gamme linéaire de son index de modulation m [25]. Ainsi, pour le même index de modulation, l'amplitude des signaux CA générés est plus grande avec la stratégie de modulation THPWM. La commande du convertisseur peut être synthétisée par deux variables que l'on peut observer sur la Figure 3-6 :

- L'amplitude de la modulante ou index de modulation (m) : permet la commande de l'amplitude de la tension alternative de sortie.
- L'offset de la modulante : permet la division de puissance prélevée entre les deux sources CC.

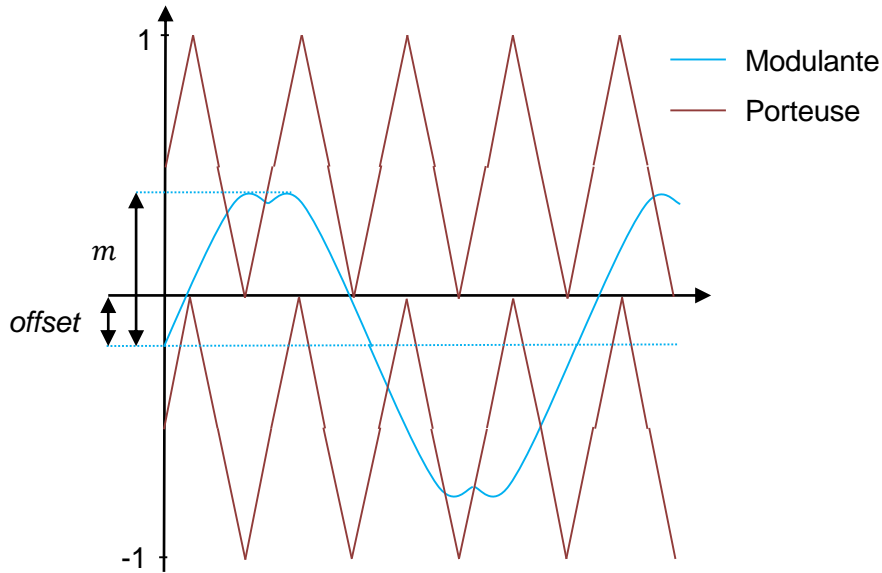


Figure 3-6: Stratégie de modulation employée (*Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation*)

Lorsqu'un offset positif est injecté, les interrupteurs (S) laissent passer plus de courant de la partie de dessus que celle de dessous. Ainsi, un offset négatif

aura tendance à prélever plus de courant à la SOFC qu'à la MT. Ces caractéristiques de la stratégie de modulation seront utilisées dans la stratégie de commande du système, expliquée dans les chapitres suivant.

3.2 Dimensionnement du système hybride SOFC/MT

3.2.1 Choix de la puissance nominale des deux sources

La puissance nominale totale du système hybride SOFC/MT doit être autour d'une centaine de kilowatts (voir section 3.1.2). Afin de connaître la puissance nominale de chacune des deux sources, il faut d'abord déterminer le rapport de puissance optimal entre les deux sources.

Pour une puissance de MT turbine fixe, le rendement global du système augmente avec la puissance de la SOFC [30]. Dans la littérature, la SOFC est généralement dimensionnée pour qu'elle délivre 2 fois la puissance nominale de la MT associée [31]. Ce constat provient d'une étude sur le 1^{er} démonstrateur du système SOFC/MT réalisé par Siemens Westinghouse [30]. Ce résultat est un compromis entre un rendement maximum et un coût minimum du système global. En effet, le rendement augmente avec le nombre de couche de cellules car la densité du courant d'une cellule descend progressivement à des valeurs plus faibles, pour lesquelles le rendement de la pile est plus grand. Cependant, le coût au kilowatt d'une SOFC étant toujours plus important que celui d'une MT, le coût global du système augmente avec la puissance de la SOFC. En respectant ce compromis, la puissance de la SOFC devra donc être 2 fois supérieure à celle de la MT. La puissance globale sélectionnée étant de 100 kW, la puissance de la MT doit donc valoir environ 33 kW et celle de la SOFC, 66 kW.

Une SOFC, comme toute PAC, est très modulable au niveau de sa conception. Un module de PAC est composé de plusieurs couches de cellules de nombre et de surface variable. Le nombre N_0 de couche de cellules régit la tension du module et l'aire de la surface totale des cellules régit le courant. Au contraire, une MT n'est pas modulable car chaque modèle a une structure propre et ne peut pas être assemblé. La MT doit alors être sélectionnée en fonction des systèmes commerciaux disponibles.

Comme la SOFC est beaucoup plus modulable que la MT, la puissance nominale des deux sources est choisie en fonction des MT existantes. La MT commerciale approchant la puissance nominale désirée est la MT Capstone C30 [32], générant 30 kW en nominal. En respectant le rapport défini ci-dessus, la puissance nominale de la SOFC sera alors de 60 kW pour une puissance totale nominale du système de 90 kW.

3.2.2 Plage de fonctionnement de la MT

La variation de la puissance générée par la MT est liée à la quantité du biogaz injectée directement dans la CaC, sans passer par la SOFC. Celle-ci travaillant toujours à puissance nominale, la puissance minimale pouvant être générée par la MT est atteinte lorsque les gaz brûlés dans la CaC proviennent

uniquement de la SOFC. Selon les concepteurs du premier prototype SOFC/MT [33], lorsque le carburant n'alimente que la SOFC, la MT génère 20 % de la puissance totale. Dans notre cas, la puissance de la SOFC étant de 60 kW, la puissance minimale que peut générer la MT est de 15 kW.

Le rendement électrique de la MT est peu affecté par cette variation de puissance. En effet, la MT garde de bonnes performances même lorsqu'elle délivre seulement la moitié de sa puissance nominale. Selon des tests réalisés sur une MT Capstone C30 [34], le rendement de la MT ne varie que de 3 points de 28 à 15 kW. De 15 kW à 5 kW, le rendement chute de 10 points (de 24 % à 14 %) par rapport à sa puissance nominale.

Les puissances nominales et minimales du système SOFC/MT ainsi que les puissances minimales et maximales des charges qu'il peut alimenter sont résumées dans le Tableau 3-3.

$P_{SOFC(nom)}$ (kW)	$P_{MT(nom)}$ (kW)	$P_{MT(min)}$ (kW)	$P_{ch(min)}$ (kW)	$P_{ch(max)}$ (kW)
60	30	15	75	90

Tableau 3-3 : Puissances nominales et minimales du système SOFC/MT

3.2.3 Sélection du niveau de tension du bus à CC

La tension V_{CC} du bus à CC et la tension alternative du réseau sont liées par l'index de modulation m . La tension du réseau CA étant fixée, il faut estimer un index de modulation limite pour connaître la tension du bus à CC nécessaire. Ceci est déterminé avec l'équation 3.7. Le plus petit index de modulation donnera la tension V_{CC} maximale. Cette limite sera donc la valeur minimale que la tension du bus à CC devra atteindre.

$$V_{CC} = 230\sqrt{2} \frac{2}{m} \quad (3.7)$$

Il faut donc définir l'index de modulation minimum qui sera atteint dans la plage de fonctionnement fixée. La section précédente a défini la plage de variation de la puissance du système SOFC/MT, qui est comprise entre 75 et 90kW. Dans cette plage et pour une tension équilibrée entre les sources, le rapport des courants i_{SOFC}/i_{MTSC} (Figure 3-3) peut varier entre 2 et 4.

La stratégie de modulation employée avec l'onduleur 3LNPC (section 3.1.5) permet de réguler la division de courant entre les deux sources grâce à l'injection d'un offset positif ou négatif. Dans notre cas, où la puissance de la SOFC est toujours supérieure à celle de la MT, l'offset sera toujours négatif. D'après les équations des signaux de modulation générée par la THIPWM [35], l'offset minimum pouvant être injecté est déterminée par l'équation 3.8.

$$offset_{min} = -1 + m * \sin(\pi/3) \quad (3.8)$$

L'index de modulation limite dépend donc de la division de courant et de l'offset injecté, mais aussi du déséquilibre de tension (équation 3.5). La Figure 3-7, réalisée à partir des équations du modèle du convertisseur 3LNPC [35], représente la relation entre l'index de modulation, la division de courant et le déséquilibre de tension. Pour une tension équilibrée, l'index de modulation minimal est atteint lorsque la division de courant est de 4. Dans ce cas, l'index est de $m=0.73$, ce qui donne une tension $V_{cc}=891V$. En considérant les variations possibles de tension, la tension du bus à CC est dimensionnée à 1000V.

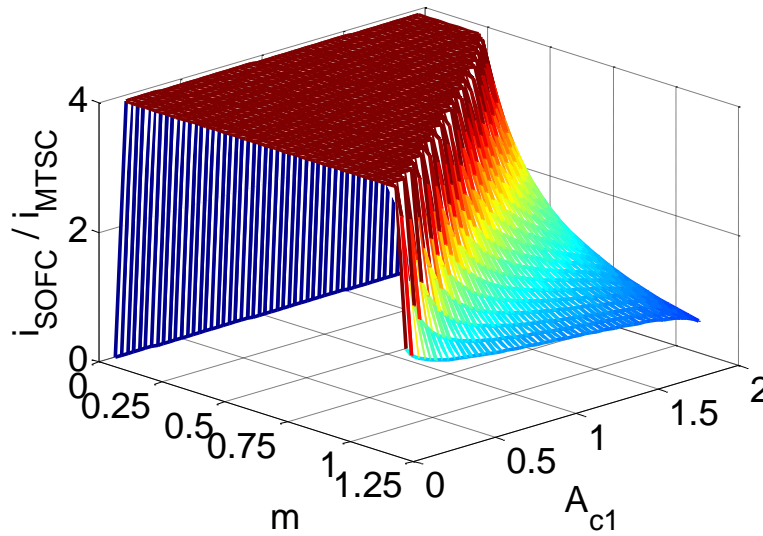


Figure 3-7: Division du courant continu lorsqu'un offset minimum est injecté

3.2.4 SOFC

3.2.4.1 Tension nominale

Le nombre de couches de cellules d'une PAC régit sa tension nominale. Le nombre N_0 de cellules en série requis provient du rapport entre la tension totale désirée et celle d'une cellule (équation 3.9). La tension moyenne d'une cellule est donnée par le constructeur [36]. Le nombre N_0 choisi est le nombre entier supérieur au résultat de cette équation.

$$(N_0)_{min} = \frac{V_{cc}}{2V_{cell}} \quad (3.9)$$

3.2.4.2 Courant nominal

Le courant produit par la SOFC est calculé en fonction de sa puissance nominale et de sa tension (équation 3.10). Ce courant désiré permet de calculer l'aire totale des cellules, en connaissant la densité de courant d'une cellule (équation 3.11). La valeur de la densité de courant est extraite des données

constructeur de l'ASC-800 pour une température donnée [36]. La température de fonctionnement de la SOFC est fixée à 850°C. Ces données de la SOFC ainsi que les autres paramètres nécessaires au modèle (Chapitre 2) [37] sont résumées dans le Tableau 3-4.

$$I_{SOFC} = \frac{P_{SOFC}}{N_0 \cdot V_{cell}} \quad (3.10)$$

$$A_{SOFC} = \frac{I_{SOFC}}{J_{cell}} \quad (3.11)$$

P_{SOFC} (kW)	V_{cell} (V)	N_0	J_{cell} (A/cm ²)	T_{SOFC} (°C)	K_{H_2}	K_{O_2}	K_{H_2O}	τ_{H_2} (s)	τ_{O_2} (s)	τ_{H_2O} (s)
60	0.7	643	1.275	850	6.9×10^{-4}	4.8×10^{-4}	2.3×10^{-4}	26.1	2.91	78.3

Tableau 3-4 : Paramètres principaux de la SOFC

3.2.5 Générateur Synchrone à Aimants Permanents de la MT

Les paramètres du GSAP couplé à la MT sont extraites des données constructeurs du générateur de la Capstone C30 [38]. N'étant pas indiquée par le fabricant, la résistance statorique R_s d'une phase a été calculée dans l'équation 3.12. Les paramètres nécessaires au modèle sont donnés dans le Tableau 3-5, où L_s représente l'inductance statorique, X_s la réactance statorique, ω_0 la pulsation statorique et p est le nombre de paires de pôles.

$$X_s = \sqrt{R_s^2 + (\omega_0 L_s)^2} \quad (3.12)$$

L_s (μH)	X_s (Ω)	ω_0 (rad/s)	R_s (Ω)	p
170	1.71	10053	0.0582	1

Tableau 3-5 : Paramètres du GSAP de la MT Capstone C30 [38]

3.3 Dimensionnement du module de SuperCondensateurs

Comme expliqué dans le Chapitre 2, un module de SuperCondensateurs (SCs) est nécessaire pour répondre rapidement aux variations de charges. Son objectif est de fournir l'énergie nécessaire pour combler les phénomènes transitoires liés au fonctionnement de la MT (Figure 3-3). Cette énergie peut être définie comme l'aire entre le pas de charge demandé et la puissance générée par la MT [39]. Cette aire est représentée par la zone rayée de la Figure 3-8.

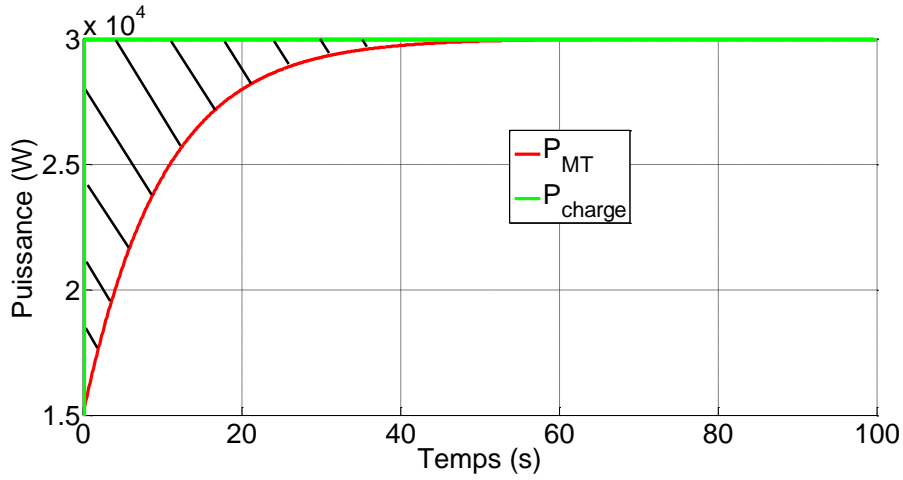


Figure 3-8: Réponse de la puissance générée par la MT lorsque sa charge varie de 15 à 30kW

Le dimensionnement du module est réalisé pour le cas extrême, c'est-à-dire lorsque la MT varie de 15 à 30 kW. Le temps de réponse de la puissance de la MT étant de 10s, l'équation 3.13 définit l'énergie requise pour ce pas de charge.

$$E_{SC} = \int_0^{+\infty} 15000 \cdot e^{-t/10} dt = 150kJ \quad (3.13)$$

On définit $V_{CCmax}/2$ comme étant la tension maximale atteinte aux bornes du module de SCs. Cette valeur est choisie un peu au-dessus de la valeur nominale du bus à CC (500V) de manière à ce que la tension du module SCs varie entre sa valeur maximale ($V_{CCmax}/2$) et sa valeur minimale ($V_{CCmax}/4$). En effet, lorsque le module de SCs est chargée, sa tension est maximale et lorsqu'il est déchargée, sa tension minimale est $V_{CCmax}/4$.

La capacité requise par le module est alors calculée avec l'équation 3.14 [39].

$$C_{sc,req} = \frac{2E_{SC}}{(V_{CCmax}/2)^2} \quad (3.14)$$

Une fois la capacité nécessaire totale connue, il faut déterminer le nombre de SCs à mettre en série et en parallèle pour obtenir ces valeurs [40]. Le SC choisi pour constituer le module est le *BMOD0083* de *Maxwell*. Sa capacité C_0 et tension maximale V_{max0} sont données dans le Tableau 3-6. D'après les données du constructeur [41], il est possible d'ajouter des SCs en série pour atteindre une tension de 750V.

Pour atteindre la tension maximale de 530V, il faut ajouter 11 modules *BMOD0083* en série, ce qui donne une tension maximale de 534.6V. L'ajout de ces SCs en série donne une capacité totale du module de 5.74F. Celle-ci étant légèrement supérieure à la valeur requise, il n'est donc pas nécessaire d'ajouter des SCs en parallèle.

E_{SC} (kJ)	$V_{dcmax}/2$ (V)	$C_{sc,req}$ (F)	C_{sc} (F)	C_0 (F)	V_{max0} (V)	R_{SCs} (mΩ)	K_v	$N_{série}$
150	530	4.2	5.74	63.16	48.6	7.1	0.775	11

Tableau 3-6 : Paramètres du module de SCs

3.4 Filtres du convertisseur 3LNPC

3.4.1 Filtre côté source

Deux capacités sont ajoutées du côté des sources (Figure 3-3) afin de réduire l'ondulation de tension induite par le convertisseur 3LNPC. Cette atténuation est nécessaire car les ondulations de courant sont néfastes pour la SOFC. Cette perturbation peut entraîner une réduction de 10% de la puissance disponible d'une PAC [42], et réduit sa durée de vie [43].

La charge requise de ces capacités peut être calculée selon l'équation 3.15 d'après [44]. Le courant dans la branche d'une capacité est calculée en utilisant le modèle moyen du convertisseur 3LNPC [35] avec les puissances et tensions nominales du système SOFC/MT.

L'équation 3.16 permet de calculer la capacité requise pour une branche en connaissant l'ondulation maximale de tension acceptée, sélectionnée à 1V. Les valeurs des capacités C_1 et C_2 sélectionnées, ainsi que les paramètres permettant leur calcul sont données dans le Tableau 3-7.

$$Q_c = \int_{t_1}^{t_2} i_{C1} \cdot dt \quad (3.15)$$

$$C_{CC,req} = \frac{Q_c}{2V_{ond(max)}} \quad (3.16)$$

Q_c (C)	$V_{ond(max)}$ (V)	$C_{CC,req}$ (mF)	$C_1 = C_2$ (mF)
0.185	1	92.5	91

Tableau 3-7 : Paramètres du dimensionnement des capacités de filtrage

3.4.2 Filtre côté réseau (LCL)

Le convertisseur 3LNPC, comme tout onduleur actif, génère des perturbations de hautes fréquences causées par les commutations de ses interrupteurs. Ces perturbations, présentes autour de la fréquence de commutation (environ 5 kHz) et de ses harmoniques, sont visibles sur le courant et la tension alternative côté réseau. Ceci est critique dans des conditions isolées

comme un MR rural qui doit respecter les mêmes normes qu'un grand réseau classique interconnecté.

Il existe plusieurs types de filtrages passifs pour éliminer ces harmoniques générés par les commutations. D'un point de vue dimensionnement et contrôle, le plus simple à mettre en œuvre est un filtre L. Cependant, pour des applications de plusieurs kilowatts, une valeur importante d'inductance est nécessaire, ce qui augmente le coût, réduit la réponse dynamique du système [45] et augmente les pertes [46]. Dans le cas notre système SOFC/MT, il est important de réduire les éléments de filtrage afin de maximiser le rendement électrique.

L'ajout d'une capacité permet de réduire la taille de l'inductance. Un filtre LC est alors plus généralement utilisé pour des sources isolées afin de lisser le courant et la tension coté réseau. Cependant, une capacité de valeur importante est nécessaire pour réduire la taille de l'inductance, ce qui peut causer des problèmes liés à un fort courant d'appel dans la branche de la capacité [46]. De plus, cette topologie est plus dépendante de l'impédance côté réseau, rendant l'atténuation des harmoniques plus difficiles.

Comparée à la topologie précédente, un filtre LCL (Figure 3-9) permet un meilleur découplage avec l'impédance du réseau [46], réduisant sa dépendance aux paramètres du MR rural. Le filtre LCL permet également de réduire la taille des éléments de filtrage par rapport à un filtre LC pour une même performance. Cependant, ce type de filtre étant oscillant, la stratégie de contrôle mise en place doit être adaptée à ce phénomène. Cette topologie est néanmoins retenue pour le système étudié, grâce à ses qualités du filtrage et ses pertes moins importantes.

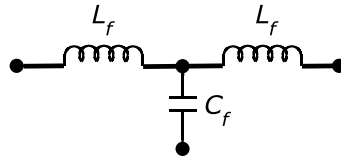


Figure 3-9: Structure du filtre LCL

Le filtre LCL est dimensionné en suivant plusieurs étapes [45], détaillées dans cette section.

Tout d'abord, on calcule l'impédance de base en fonction de la tension nominale de ligne E_n et de la puissance nominale P_n , transmise par le convertisseur (équation 3.17). Ceci permet de déterminer les valeurs du condensateur et de l'inductance de base en fonction de la fréquence du réseau ω_n (équation 3.18).

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} \quad (3.17)$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n \cdot Z_b} \quad ; \quad L_b = \frac{Z_b}{\omega_n} \quad (3.18)$$

Ces valeurs de base permettent ensuite de déterminer les valeurs théoriques des éléments de filtrage en fonction des performances souhaitées.

La valeur théorique de la capacité $C_{f_{th}}$ du filtre LCL est en général limitée à 5% de sa valeur de base en raison de la diminution du facteur de puissance dans les conditions nominales. Celle de l'inductance ($L_{f_{th}}$) est limitée à 10% de la valeur de base, afin de limiter la chute de tension durant le fonctionnement. Les valeurs réelles de ces composants (L_f, C_f) sont sélectionnées en fonction de cette limite et des valeurs disponibles. L'inductance coté convertisseur et celle coté réseau sont égales.

La fréquence de résonance f_{res} du filtre est calculée grâce à l'équation 3.19. Cette fréquence doit être comprise entre dix fois la fréquence du réseau et la moitié de la fréquence de commutation minimum [47]. Avec une fréquence de commutation minimum de 5kHz, cette condition est respectée. Les valeurs théoriques du filtre LCL ainsi que les valeurs réelles choisies sont données dans le Tableau 3-8.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2 \cdot L_f}{L_f^2 \cdot C_f}} \quad (3.19)$$

E_n (V _{rms})	P_n (kW)	$f_n = \omega_n/2\pi$ (Hz)	$L_{f_{th}}$ (μH)	$C_{f_{th}}$ (μF)	L_f (μH)	C_f (μF)	f_{res} (kHz)
400	90	50	283	89.5	270	82	1.51

Tableau 3-8 : Paramètres du filtre LCL

3.5 Conditions expérimentales

Le système SOFC/MT a été dimensionné pour un MR rural défini. Afin d'étudier son comportement dans des conditions proches de la réalité, le système hybride a été émulé et étudié expérimentalement dans cette thèse en exploitant une plateforme MR expérimentale présentée ci-après.

3.5.1 La plateforme EneR-GEA

La plateforme EneR-GEA d'ESTIA-Recherche, contenant les différents éléments d'un MR (Figure 3-10), a été conçue pour permettre la validation des topologies et des algorithmes de commande innovants conçus pour faciliter l'intégration des SER dans les réseaux faibles. Elle permet notamment de répondre à une multitude de questionnements concernant les systèmes d'énergie hybrides, qu'il s'agisse de la conception, de la validation ou de la mise aux normes des composants, de la commande du système ou de son interaction avec un réseau principal.

3.5 - Conditions expérimentales

Elle est constituée de diverses sources, charges, convertisseurs de puissances et éléments de stockage [48]. Ceux-ci sont présentés brièvement sur la Figure 3-10 ci-dessous, suivant le sens horaire des éléments.

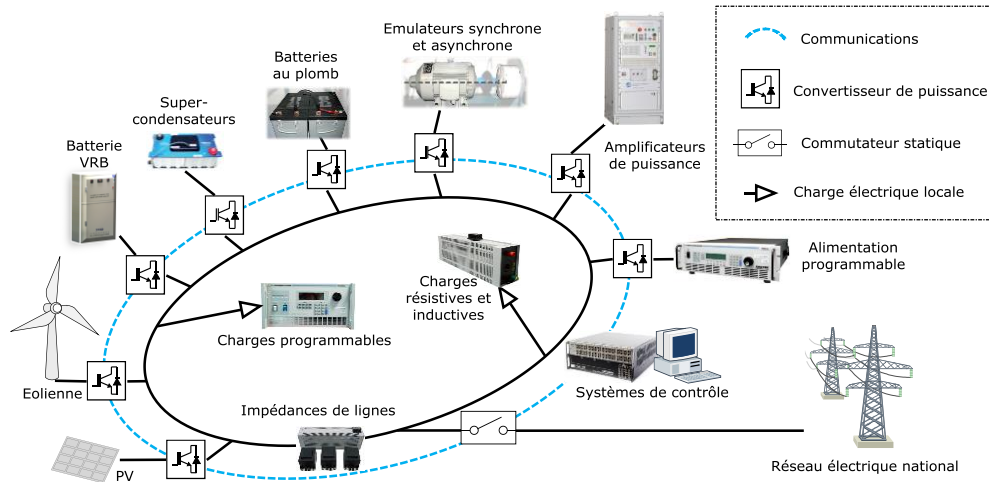


Figure 3-10: Représentation schématique du MR expérimental de la plateforme EneR-GEA

- **Emulateurs** : Deux émulateurs sont installés sur le MR. L'un est utilisé pour émuler des éoliennes dont la puissance nominale est d'environ 2.2 kW. Il est constitué d'une machine asynchrone qui entraîne une génératrice triphasée de type synchrone à aimant permanent. L'autre émulateur, d'une puissance nominale de 3 kW et constitué d'une génératrice de type synchrone à excitation séparée également entraînée par une machine asynchrone, permet d'émuler des sources d'énergies renouvelables comme non renouvelables.
- **Amplificateurs de puissance** (*Three-phase simulation system DM 3000/PAS, Spitzenberger & Spies*) : Trois amplificateurs 4 quadrants peuvent délivrer en continu une puissance de 1 kW chacun, 1.5 kW pendant 1 H maximum, et une puissance de pointe d'environ 2 kW durant quelques millisecondes. La plage de tension peut s'étendre jusqu'à 570 V en CC. Il est aussi possible d'ajuster l'impédance interne de cette source.
- **Alimentation programmable triphasée** (*California Instruments Compact 2253iX*) : Cette source de précision de 2.25 kVA peut fournir des signaux triphasés de fréquence variable. Cet appareil offre aussi la possibilité d'injecter des perturbations (facteur de crête, perturbation aléatoire) afin d'effectuer des tests de qualité de l'énergie.
- **Simulateur temps réel *Hardware In the Loop*** (*OP 5600 HILbox, OPAL RT*) : Un simulateur HIL permet d'assurer le contrôle du MR et de réaliser des simulations en temps réel avec une haute puissance de calcul. Il dispose d'une large capacité de calcul réparti sur 4 processeurs de 2.4 GHz, permettant d'exécuter des simulations en temps réel avec un pas de calcul de 10 μ s. L'interface de développement s'exécute sous l'environnement *Matlab / Simulink* et permet, grâce à la puissance de ces

logiciels, de prototyper des commandes très complexes. Il dispose également de circuits intégrés programmable de type *FPGA* permettant de générer des signaux PWM de hautes fréquences (plusieurs dizaine de kHz).

- **Charges programmables AC** (*California Instruments 3091 LD*) : Trois de ces charges actives, reliées ensemble par un bus de données, réalisent une charge triphasée de 3 kVA. Le facteur de puissance, le facteur de crête et le comportement de la charge sont paramétrables.
- **Charges passives** : la plateforme est équipée de charges passives résistives, capacitives et inductives. Les impédances des lignes d'un réseau peuvent également être émulées à l'aide de ces moyens passifs.
- **SER** : Deux SER de faibles puissances sont connectés au MR : une éolienne de 400 W et un groupe de panneaux photovoltaïques de 320 W crête.
- **Batterie à oxydoréduction au vanadium**: Cette batterie à circulation d'électrolyte a une puissance nominale de 1.5 kW. Les caractéristiques maximales sont de 50 A et 32 V. La capacité de stockage est de 1.2 kWh. Ce type de batterie offre l'avantage de pouvoir augmenter la capacité de stockage simplement en augmentant la capacité des réservoirs d'électrolytes.
- **Module de Super Capacités** (*Maxwell BMOD0083*) : Cet élément de stockage très dynamique à une puissance nominale 3 kW et peut délivrer 61 A en continu sous 48 V. La capacité de stockage est en revanche de 27 Wh.
- **Batteries Acide/Plomb** : Deux batteries de 12 V mises en série permettent d'obtenir une capacité de stockage de 6.1 kWh.
- **Différents type de convertisseurs de puissance** :
 - Convertisseur commercial (*WindyBoy SB3000*) : d'une puissance nominale de 3 kW, il a été conçu pour interfacer des éoliennes au réseau.
 - Onduleur 2 niveaux, 4 bras : convertisseur développé à ESTIA-Recherche, il a l'avantage de fournir une tension triphasée équilibrée, même si la charge est déséquilibrée, grâce à un algorithme de commande innovant.
 - Deux convertisseurs CC/CC : utilisés pour réguler les flux de puissances des éléments de stockages.
 - Convertisseur multiniveau 3LNPC (Figure 3-11): développé à des fins expérimentales autour des systèmes de stockages hybrides, il a été dimensionné pour fonctionner à 1200 Vdc / 50 A. Il peut délivrer plus de 26 kVA pour une tension triphasée de 400 Vrms.



Figure 3-11: Photographie du prototype du convertisseur multiniveau 3LNPC

Les éléments utilisés pour l'étude du système SOFC/MT dans cette thèse sont les amplificateurs de puissances, le simulateur HIL, les charges passives, ainsi que le prototype du convertisseur 3LNPC.

3.5.2 Emulation du système SOFC/MT

Les amplificateurs de puissance combinés au système HIL permettent d'émuler tous types de sources ou de stockage d'énergie. Le modèle d'une source ou stockage est simulé en temps réel dans le système HIL. Le système ainsi simulé génère un signal de tension qui commande un amplificateur de puissance. Le courant en sortie de l'amplificateur est mesuré et converti en signal numérique afin d'interagir avec le modèle.

Cette configuration a été choisie pour émuler le système SOFC/MT (Figure 3-12). Le modèle du système SOFC/MT, ainsi que le redresseur de la MT, est simulé en temps réel avec le système HIL pour représenter deux sources de tension continu. Le modèle du système SOFC/MT est exécuté sur les 4 cœurs du simulateur HIL avec un pas de calcul minimum de 50 μ s. Le prototype du convertisseur 3LNPC est connecté en sortie des amplificateurs de puissance (Figure 3-13).

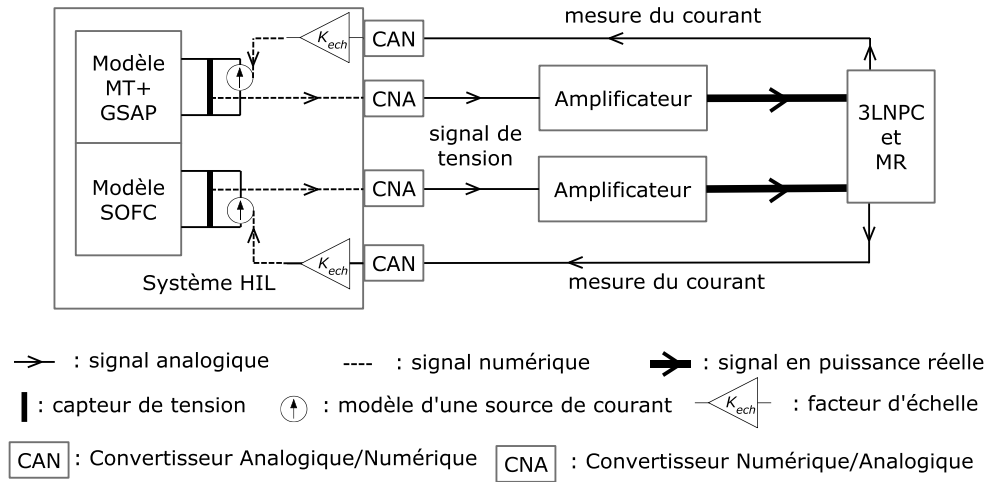


Figure 3-12: Représentation des interactions entre les différents systèmes permettant l'émulation du système hybride SOFC/MT

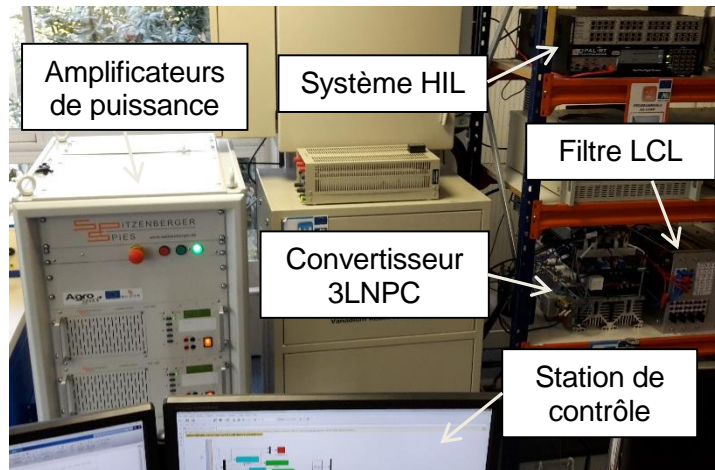


Figure 3-13: Photographie de la configuration expérimentale

3.5.3 Mise à l'échelle du système expérimental

Le MR expérimental a été dimensionné pour des puissances de quelques kilowatts maximum. Cependant, le MR dimensionné dans cette thèse est de l'ordre d'une centaine de kilowatts. L'étude expérimentale du système est alors réalisée à puissance réduite.

Le facteur le plus limitant du dispositif expérimental est la puissance maximale que les amplificateurs peuvent générer. Celle-ci est de 1.5kW alors que la puissance maximale d'une source du système est de 60kW (celle de la SOFC). Un facteur d'échelle K_{ech} de 43 est alors utilisé pour que l'amplificateur de puissance représentant la SOFC génère au maximum 1.4kW. Ce facteur d'échelle est introduit en entrée des deux modèles des sources de courants (Figure 3-12). Les paramètres du système SOFC/MT ne changent pas, ils sont simulés à puissances réelles. Seuls les filtres du convertisseur 3LNPC sont

redimensionnés, ainsi que les charges du MR. Les paramètres des filtres sont calculés avec le même raisonnement qu'à puissance réelle (section 3.4). La fréquence de résonance étant de 2.9kHz, la condition stipulée dans la section 0 n'est plus respectée avec une fréquence de commutation de 5kHz. Il faudra donc choisir une fréquence de commutations d'au moins 6kHz.

K_{ech}	$C_{1,2_{ech}}$ (mF)	$L_{f_{ech}}$ (mH)	$C_{f_{ech}}$ (μF)	$f_{res_{ech}}$ (kHz)	$P_{ch(min)_{ech}}$ (kW)	$P_{ch(max)_{ech}}$ (kW)
43	3.3	3	2	2.9	1.74	2.09

Tableau 3-9 : Paramètres expérimentaux du système SOFC/MT

3.6 Conclusion

Le MR rural étudié dans cette thèse a été caractérisé dans ce chapitre afin de déterminer les objectifs que doit accomplir le système SOFC/MT, choisi comme source principale fixant la tension et la fréquence du réseau.

Le système SOFC/MT a été dimensionné pour pouvoir répondre à des variations de charges de 75kW à 90kW en gardant un bon rendement électrique.

Un unique convertisseur multiniveau 3LNPC est utilisé pour l'intégration du système hybride au MR rural.

Les filtres du convertisseur ont été dimensionnés à puissances réelles, puis à puissances réduites afin d'émuler la source hybride dans le MR expérimental de l'ESTIA.

La stratégie de modulation employée pour commander le convertisseur 3LNPC, également décrite dans ce chapitre, permet en dissociant un offset à la modulante, de contrôler à la fois les flux de puissance du système SOFC/MT et de fixer la tension et la fréquence du réseau.

Les stratégies de commande employées pour atteindre ces objectifs sont décrites dans les chapitres suivants. Le bon fonctionnement du système sera testé en simulation et expérimentalement.

Références

- [1] G. Kerber, R. Witzmann, and H. Sappl, "Voltage limitation by autonomous reactive power control of grid connected photovoltaic inverters," *Compatability Power Electron.*, pp. 129–133, 2009.
- [2] P. Wolfs, C. Gunathilake, P. Martino, and I. Khanna, "Distributed renewables and battery storage for the support of the edge of the rural grid," in *Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2011 21st Australasian*, 2011, pp. 1–6.
- [3] G. Halasa, "Rural Electrification in Jordan: Case Study-The Village of Ras Munif," *Power Energy Eng. Conf.*, pp. 0–4, 2011.
- [4] a. B. Kanase-Patil, R. P. Saini, and M. P. Sharma, "Integrated renewable energy systems for off grid rural electrification of remote area," *Renew. Energy*, vol. 35, no. 6, pp. 1342–1349, Jun. 2010.
- [5] S. Mahapatra and S. Dasappa, "Rural electrification: Optimising the choice between decentralised renewable energy sources and grid extension," *Energy Sustain. Dev.*, Feb. 2012.
- [6] G. Bekele and G. Tadesse, "Feasibility study of small Hydro/PV/Wind hybrid system for off-grid rural electrification in Ethiopia," *Appl. Energy*, vol. 97, pp. 5–15, Sep. 2012.
- [7] E. D. Moe and A. P. Moe, "Off-grid Power for Small Communities with Renewable Energy Sources in Rural Guatemalan Villages," *2011 IEEE Glob. Humanit. Technol. Conf.*, pp. 11–16, Oct. 2011.
- [8] D. Norta, C. Winkler, H.-J. Allelein, and J. Sachau, "11,8-100% Rural Renewable Energy and Power Supply and its Influence on the Luxembourgish Power System," *Energy Procedia*, vol. 73, pp. 163–172, 2015.
- [9] H. Camblong, J. Sarr, A. T. Niang, O. Curea, J. a. Alzola, E. H. Sylla, and M. Santos, "Micro-grids project, Part 1: Analysis of rural electrification with high content of renewable energy sources in Senegal," *Renew. Energy*, vol. 34, no. 10, pp. 2141–2150, Oct. 2009.
- [10] Ionel Vechiu, "Modélisation , Commande et Intégration de la Production Décentralisée dans les réseaux," 2013.
- [11] *Arrêté du 23 avril 2008 relatif aux prescriptions techniques de conception et de fonctionnement pour le raccordement à un réseau public de distribution d'électricité en basse tension ou en moyenne tension d'une installation de production d'énergie. .*

- [12] O. M. Toledo, D. Oliveira Filho, and A. S. A. C. Diniz, "Distributed photovoltaic generation and energy storage systems: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 14, no. 1, pp. 506–511, Jan. 2010.
- [13] G. Bastide, "Expertise de la rentabilité des projets de méthanisation rurale." ADEME, 2010.
- [14] I. Patrao, E. Figueres, G. Garcerá, and R. González-Medina, "Microgrid architectures for low voltage distributed generation," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 43, pp. 415–424, Mar. 2015.
- [15] T. Al Seadi, D. Rutz, H. Prassl, M. Köttner, T. Finsterwalder, S. Volk, and R. Janssen, *Biogas handbook*. 2008.
- [16] R. Majumder, "Modeling, stability analysis and control of microgrid," 2010.
- [17] B. Saint, "Rural distribution system planning using Smart Grid Technologies," *Rural Electr. Power Conf. 2009. REPC'09.*, no. 09, pp. 0–8, 2009.
- [18] T. Ackermann, G. Andersson, and L. Söder, "Distributed generation: A definition," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 57, no. 3, pp. 195–204, 2001.
- [19] N. Leemput, F. Geth, J. Van Roy, J. Büscher, and J. Driesen, "Reactive power support in residential LV distribution grids through electric vehicle charging," *Sustain. Energy, Grids Networks*, vol. 3, pp. 24–35, 2015.
- [20] B. METZ-NOBLAT, F. DUMAS, and C. POULAIN, "Cahier technique n ° 158 - Calcul des courants de court-circuit," 2005.
- [21] S. Grunau and F. W. Fuchs, "Effect of Wind-Energy Power Injection into Weak Grids," *EWEA 2012 Conf. Proc.*, 2012.
- [22] N. P. W. Strachan and D. Jovicic, "Stability of a variable-speed permanent magnet wind generator with weak AC grids," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 4, pp. 2779–2788, 2010.
- [23] M. Todorovic, "Design of a wide input range DC–DC converter with a robust power control scheme suitable for fuel cell power conversion," *Ind. Electron. IEEE ...*, vol. 55, no. 3, pp. 1247–1255, 2008.
- [24] T. Kazuo, M. Nishiura, S. Koga, K. Miyamoto, Y. Teramoto, and Y. K. S. Yoshida, N. Mataka, S. Suemori, T. Kabata, Y. Ando, "Development of SOFC-GT Combined Cycle System with Tubular Type Cell Stack," in *Fuel Cell Seminar*, 2010.

- [25] a. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong, and J. M. Vinassa, "Comparison of three topologies and controls of a hybrid energy storage system for microgrids," *Energy Convers. Manag.*, vol. 54, no. 1, pp. 113–121, 2012.
- [26] A. Badoud, M. Khemliche, S. Bacha, and B. Raison, "Modeling and performance analysis of multilevel inverter for single-phase grid connected photovoltaic modules," in *Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), 2013 International*, 2013, pp. 171–176.
- [27] B. Francois and J. P. Hautier, "Design of a fault tolerant control system for a NPC multilevel inverter," in *Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002*, 2002, vol. 4, pp. 1075–1080 vol.4.
- [28] N. Celanovic and D. Borjovic, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*, 1999, vol. 1, pp. 535–541 vol.1.
- [29] A. Etxeberria, I. Vechiu, S. Baudoin, H. Camblong, and S. Kreckelbergh, "Control of a Vanadium Redox Battery and supercapacitor using a Three-Level Neutral Point Clamped converter," *J. Power Sources*, vol. 248, pp. 1170–1176, Feb. 2014.
- [30] R. A. Holmes, J. E. King, and G. A. Israelson, "A High Efficiency PSOFC / ATS-Gas Turbine Power System," 2001.
- [31] L. Barelli, G. Bidini, and a. Ottaviano, "Part load operation of SOFC/GT hybrid systems: Stationary analysis," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 37, no. 21, pp. 16140–16150, Nov. 2012.
- [32] Capstone Turbine Corporation, "Capstone C30 MicroTurbine System," 2002.
- [33] J. Brouwer, "Hybrid Gas Turbine Fuel Cell Systems."
- [34] M. do Nascimento, "Micro Gas Turbine Engine: A Review," in *Progress in Gas Turbine Performance*, 2013, pp. 107–141.
- [35] A. Etxeberria, "Microgrid Hybrid Energy Storage Integration and Control using a Three-Level NPC Converter," 2012.
- [36] SOFC Power, "ASC-800 datasheet."

- [37] J. Padulles, G. Ault, and J. McDonald, "An integrated SOFC plant dynamic model for power systems simulation," *J. Power Sources*, pp. 495–500, 2000.
- [38] Capstone Turbine Corporation, "Advanced MicroTurbine System (AMTS) -C200 MicroTurbine -Ultra-Low Emissions MicroTurbine," 2008.
- [39] C. Abbey and G. Joos, "Supercapacitor Energy Storage for Wind Energy Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 3, pp. 769–776, 2007.
- [40] Maxwell Technologies, "BOOSTCAP Ultracapacitor Cell Sizing," 2009.
- [41] Maxwell Technologies, "48V modules datasheet," 2013.
- [42] W. Choi, J. W. Howze, and P. Enjeti, "Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of inverter ripple current," *J. Power Sources*, vol. 158, pp. 1324–1332, 2006.
- [43] S. R. Moon, J. S. Lai, S. Y. Park, and C. Liu, "Impact of SOFC fuel cell source impedance on low frequency AC ripple," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2006.
- [44] J. Y. J. Yao and T. Green, "DC-link capacitors sizing for three-level neutral-point-clamped inverters in four-wire distributed generation systems," *2005 Int. Conf. Futur. Power Syst.*, 2005.
- [45] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
- [46] S. V. Araújo, A. Engler, B. Sahan, and F. L. M. Antunes, "LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines," *7th International Conf. Power Electron. ICPE'07*, pp. 1133–1138, 2008.
- [47] H. Camblong, A. Etxeberria, J. Ugartemendia, and O. Curea, "Gain Scheduling Control of an Islanded Microgrid Voltage," *Energies*, no. 7, pp. 4498–4518, 2014.
- [48] C. Haritza, C. Octavian, E. Aitor, L. Alvaro, and H. P. Amélie, "Research experimental platforms to study microgrids issues," *Int. J. Interact. Des. Manuf.*, 2015.

Régulation du système SOFC/MT

Contenu

Chapitre 4	71
4.1 Principe de la stratégie et étude du système à contrôler	72
4.1.1 Stratégie de contrôle du système SOFC/MT	72
4.1.2 Etude du système à contrôler	73
4.2 Conception du régulateur	74
4.2.1 Performances désirées	74
4.2.2 Fréquence d'échantillonnage et filtre anti-repliement	75
4.2.3 Identification du modèle de commande	77
4.2.4 Choix du correcteur	79
4.2.5 Réglage du régulateur	80
4.3 Tests de la stratégie de régulation du système SOFC/MT	82
4.3.1 Cas d'étude	82
4.3.2 Configuration de la simulation	83
4.3.3 Configuration du système expérimental	83
4.3.4 Résultats obtenus en simulation	85
4.3.5 Résultats expérimentaux à puissance réduite	88
4.4 Conclusion	91
Références	92

Dans les chapitres précédents, le système SOFC/MT associé à un convertisseur multiniveau 3LNPC a été choisi pour répondre aux variations de puissance des charges d'un MR. Il a été souligné que pour des raisons de performance et de durée de vie du système, il est préférable de réguler la puissance produite par la SOFC à sa puissance nominale. L'étape suivante est de concevoir la stratégie de commande appliquée au convertisseur 3LNPC. L'objectif de cette stratégie est double :

- Répondre aux différentes variations de charges dans le MR par le biais de la puissance produite par la MT associée au module de SCs, afin de garder la puissance de la SOFC constante.

- Fixer la tension et la fréquence du MR en fonctionnement isolé.

Les deux partis de la stratégie de contrôle peuvent être étudiés séparément car les dynamiques du côté CC sont suffisamment découplées avec celles du côté CA. Le premier objectif de la stratégie de commande est traité dans le présent chapitre, et le second dans le Chapitre 5. Cette stratégie est testée en simulation et expérimentalement.

4.1 Principe de la stratégie et étude du système à contrôler

4.1.1 Stratégie de contrôle du système SOFC/MT

Le principe de la stratégie de contrôle du système SOFC/MT, comme évoqué dans les précédents chapitres, est de réguler la puissance de la SOFC à sa valeur nominale (60kW). Cette stratégie a été sélectionnée principalement pour des raisons de performances du système SOFC/MT et de son comportement en réseau isolé. En effet, les changements de température de la SOFC, directement liés aux variations de charge, affecte la durée de vie et le rendement de ses cellules [1]. De plus, la SOFC a besoin d'un temps important pour suivre les variations de charge [2], principalement en raison du changement de sa température de fonctionnement. Ce temps de réponse important n'est pas acceptable pour alimenter des charges isolées. Aussi, des variations de puissance soudaines pourraient détériorer ses performances [3]. Enfin, il a été montré que le rendement de la SOFC à charge partielle est relativement faible [4] comparée à celui de la MT [5].

Il a été également souligné dans le Chapitre 3 qu'il était possible d'ajouter un offset aux signaux modulés par le convertisseur 3LNPC pour contrôler la division de courant. En effet, lorsqu'un offset positif est injecté, l'onduleur 3LNPC tend à laisser passer plus de courant de la partie supérieure du côté continu (i_{MTSC}) que de sa partie inférieure (i_{SOFC}) [6]. Ainsi, lorsque la puissance demandée augmente, l'offset doit croître afin que la MT fournisse plus de puissance. En connaissant précisément les limites du convertisseur 3LNPC et de sa stratégie de modulation associée, il est donc possible d'utiliser cet offset comme signal de commande pour réguler la puissance de la SOFC. Comme les signaux modulés doivent être inclus dans l'intervalle $[-1 ; 1]$, la valeur de l'offset généré par la stratégie de contrôle doit être comprise entre $1 - m$ et $-1 + m$.

Par suite, la stratégie employée pour contrôler le système SOFC/MT est de réguler la puissance générée par la SOFC à sa valeur nominale (P_{SOFC}^{ref}) en utilisant comme signal d'action l'offset des signaux de modulation. La puissance de la SOFC étant fixée, les variations de puissances du MR seront naturellement prises en charge par la MT et le module de SCs. La puissance de la MT est contrôlée par le correcteur inclus dans le système commercial de la MT *Capstone C30*, comme expliquée dans le Chapitre 2. Ce contrôle est réalisé via des électrovalves commandant le débit des gaz entrant dans la chambre à combustion.

modulation classique [8]. Ceci permet d'avoir une plage de fonctionnement de l'offset plus grande (limité entre $1 - m$ et $-1 + m$) pour un même niveau de tension CC, et ainsi d'optimiser le dimensionnement du système. L'effet négatif de cette stratégie de modulation observé ici (ondulation de 150 Hz) peut être corrigé par le régulateur de l'offset, conçu dans la section suivante.

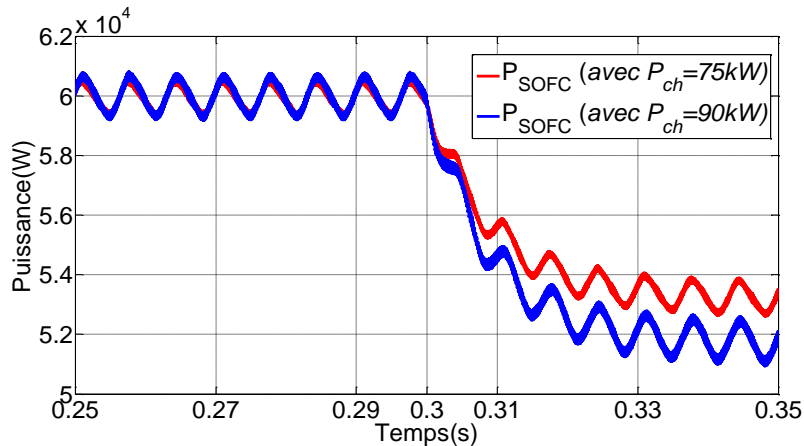


Figure 4-2: Réponse de la puissance de la SOFC à un échelon de l'offset d'amplitude +0.1 se produisant à $t=0.3s$, lorsque la charge est de 75 kW puis 90 kW

4.2 Conception du régulateur

Afin de concevoir une bonne régulation, les éléments suivants, présentés dans cette section, sont nécessaire [9], [10] :

- La spécification des performances désirées pour la régulation.
- Un modèle dynamique du procédé (variations de la sortie en fonction de celles de l'entrée représentées par une fonction de transfert).
- Une méthode de synthèse compatible avec le modèle et les performances désirées.

4.2.1 Performances désirées

L'objectif de la stratégie de contrôle du système SOFC/MT est de réguler la puissance de la SOFC à sa valeur nominale (60 kW). La première performance désirée du correcteur est donc une erreur statique nulle.

Il a été également souligné en début de chapitre que des variations soudaines de la puissance de la SOFC lui sont néfastes. De plus, afin de maintenir les dynamique côté DC et AC découplées, et en particulier les signaux de commande de chaque côté (offset et le reste de l'index de modulation), il convient que les variations de l'offset soient significativement plus lentes que celles du reste de l'index de modulation. L'objectif du régulateur concernant la dynamique du système en BF n'est donc pas d'obtenir un temps de réponse très court. Par

conséquent, les performances dynamiques souhaitées en Boucle Fermée (BF) sont celles d'un système du 2nd ordre avec un temps de réponse souhaitée à 5% de $t_{r5\%}=10$ ms et un dépassement maximal de 5% correspondant à un facteur d'amortissement $\xi=0.7$. De plus, le régulateur devra atténuer l'ondulation de 150 Hz induite par la stratégie de modulation.

Enfin, la robustesse du correcteur sera prise en compte selon certains standards définis dans la section 4.2.5. La conception d'un correcteur robuste permettra de conserver la stabilité, la robustesse en stabilité et en grande partie les performances dynamiques du système en BF malgré les incertitudes sur le modèle de commande.

4.2.2 Fréquence d'échantillonnage et filtre anti-repliement

4.2.2.1 Choix de la fréquence d'échantillonnage

La stratégie de commande appliquée au convertisseur 3LNPC est implémentée à l'aide d'un calculateur numérique. L'algorithme de commande associé est exécuté à une certaine fréquence d'échantillonnage, qui doit être la plus faible possible afin de limiter la puissance et donc le coût du calculateur numérique (microprocesseur). Cette fréquence doit respecter néanmoins certaines conditions, présentées dans cette section, afin de concevoir un correcteur performant.

D'après le théorème de Shannon, pour pouvoir reconstituer un signal continu à partir de sa séquence discrétisée, il faut que la fréquence d'échantillonnage soit au moins deux fois supérieure à la fréquence maximale à transmettre. En pratique, on choisit une fréquence d'échantillonnage supérieure [10], en fonction des performances dynamiques désirées en BF. La fréquence d'échantillonnage choisie doit être comprise entre 6 et 25 fois la bande passante du système en BF [9] (équation 4.1). D'après les performances désirées liées au régulateur de la SOFC, la bande passante de la dynamique de second ordre souhaitée est d'environ $f_{BPBF}=50$ Hz. Dans ces conditions, on décide de prendre une fréquence d'échantillonnage $f_{e(cc)}=1$ kHz, soit environ 20 fois supérieure à f_{BPBF} . La marge définie nous permettra, le cas échéant, de réduire le temps de réponse souhaité en BF.

$$6 \cdot f_{BPBF} \leq f_{e(cc)} \leq 25 \cdot f_{BPBF} \quad (4.1)$$

D'autre part, afin de pourvoir compenser, ou du moins atténuer les ondulations se produisant à 150 Hz, la fréquence d'échantillonnage doit être au moins deux fois supérieure à cette fréquence. La fréquence d'échantillonnage $f_{e(cc)} = 1$ kHz choisie respecte bien cette condition puisqu'elle correspond à plus de six fois la fréquence des ondulations.

4.2.2.2 Filtre anti-repliement

Afin d'éviter le repliement de spectre et donc les distorsions, il faut que les signaux continus soient filtrés avant échantillonnage pour s'assurer que la

fréquence maximale qui nous intéresse dans le signal respecte $f_{max} < f_{e(cc)}/2$ [9].

Le filtre choisi doit s'assurer que les signaux supérieurs à $f_{e(cc)}/2$ (500 Hz ou 3.14 krad/s) soient suffisamment atténués. Mais il faut également que le signal à la fréquence des oscillations (150 Hz) ne soit pas atténué par ce filtre.

En réalisant un compromis, le filtre Fi_{cc} choisi est un filtre passe bas du second d'ordre d'une fréquence de coupure de 495 Hz (3.11 krad/s). A la fréquence de 150 Hz (942 rad/s), le signal est seulement atténué de -0.17 dB (soit 2% en amplitude) avec un retard de -0.45 ms. La fonction de transfert du filtre est donnée par l'équation 4.2. Son diagramme de Bode est illustré dans la Figure 4-3, et les valeurs de ses composants (les condensateurs c_{ic} et résistances r_{ic}) sont données dans le Tableau 4-1.

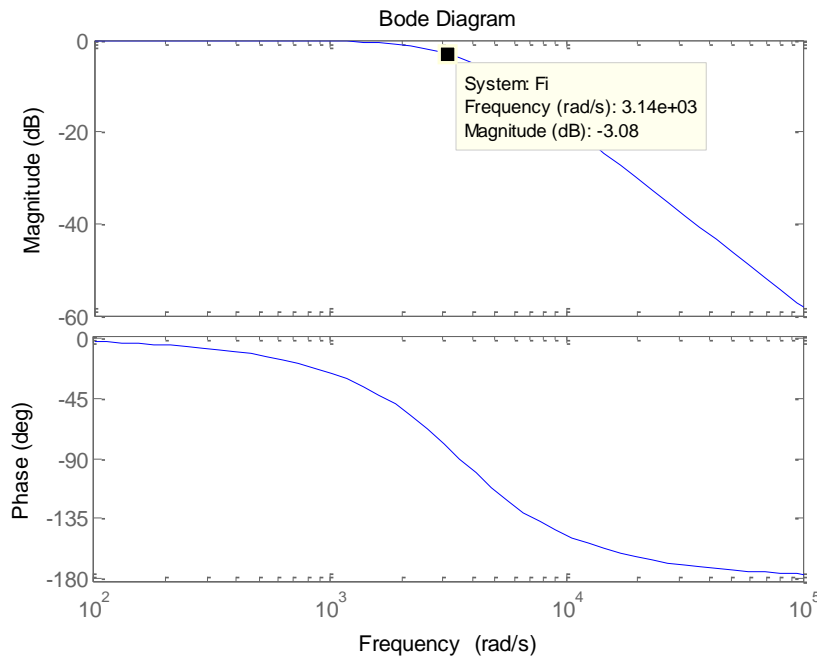


Figure 4-3: Diagramme de Bode du filtre Fi_{cc} du côté CC

$$Fi_{cc} = \frac{1}{c_{1c}c_{2c}r_{1c}r_{2c}s^2 + c_{2c}(r_{1c} + r_{2c})s + 1} \quad (4.2)$$

$f_{e(cc)}$ (kHz)	$f_c(Fi_{cc})$ (Hz)	c_{1c} (nF)	c_{2c} (nF)	r_{1c} (kΩ)	r_{2c} (kΩ)
1	495	68	3.3	133	2.7

Tableau 4-1 : Paramètres du filtre anti-repliement et fréquence d'échantillonnage du régulateur de la SOFC

4.2.3 Identification du modèle de commande

La dynamique liant l'offset à la puissance de la SOFC étant complexe, non linéaire et très difficile à obtenir analytiquement, on réalise une identification du système dans le but d'obtenir un modèle de commande représentant au mieux le modèle dynamique du système à réguler. L'identification est réalisée pour une tension du bus à CC équilibrée et constante (à 1000V).

Afin d'identifier la relation entre la puissance de la SOFC et l'offset, la commande des interrupteurs de puissance du 3LNPC et donc les signaux modulés auxquels s'ajoute l'offset est nécessaire. Par conséquent, la stratégie de commande conçue pour le côté CA (détaillée dans le chapitre 5) est déjà implémentée dans cette partie. Néanmoins, la dynamique du contrôle de la partie CA étant suffisamment découplée, elle n'a pas d'influence sur celle du contrôle CC. Les conditions des charges sont nominales, c'est-à-dire qu'une charge résistive équilibrée de 90 kW est connectée en sortie du convertisseur 3LNPC. Le point de fonctionnement a été choisi pour une charge de 90 kW car c'est celui pour lequel le plus grand gain statique est obtenu (voir Figure 4-2). Ainsi, si le contrôleur conçu est robuste avec le modèle de commande qui a le plus grand gain, il le sera d'autant plus pour des modèles ayant un gain plus faible.

La méthode employée pour réaliser l'identification du système est décrite dans [9]. On injecte une approximation d'un bruit blanc discret en entrée du système. Un bruit blanc discret est un signal aléatoire ayant une énergie uniformément répartie entre toutes les fréquences comprises entre 0 et $0.5f_e$. Ce bruit blanc idéal n'est pas réalisable en pratique. Afin de l'approcher, on génère une Séquence Binaire Pseudo-Aléatoire (SBPA). Une SBPA est une succession d'impulsion rectangulaire modulée en largeur, ayant un contenu riche en fréquence [9].

Une SBPA, générée à l'aide de la *System Identification Toolbox* de *Matlab/Simulink*, est injectée autour du point de fonctionnement de l'offset pour lequel on obtient la division de puissance nominale 60/30 kW. On trouve par la méthode essai-erreur qu'un offset de -0.18 correspondant à cette division de puissance.

L'amplitude de la SBPA doit être suffisamment grande pour que son influence soit visible en sortie du système, mais doit être comprise dans les valeurs limites définies par la stratégie de modulation ($1 - m$; $-1 + m$). Pour une tension du bus à CC équilibrée de 1000 V, l'index de modulation m est environ de 0.6. Dans ces conditions, on choisit pour l'identification une amplitude A_i de SBPA égale à 0.15. L'amplitude minimale de l'offset est alors de -0.33 et n'atteint pas la limite inférieure de la stratégie de modulation, environ égale à -0.4. L'index de modulation pouvant osciller sensiblement, on limite l'amplitude à 0.15 afin de s'assurer que l'offset reste dans la plage de fonctionnement. De plus, on remarque sur la Figure 4-2 qu'une amplitude d'offset de 0.1 suffit à faire varier significativement la puissance SOFC.

Une SBPA est dite « pseudo-aléatoire » car la largeur de ses impulsions varie aléatoirement à l'intérieur d'une séquence de longueur L , définie par

l'équation 4.3. Ces séquences sont périodiques, la période étant définie par cette longueur de séquence. Les SBPA sont engendrées à l'aide de registres à décalage bouclés, comportant N cellules. Pour bien identifier le procédé, il faut que la durée maximale des impulsions soit supérieure au temps de réponse du procédé. La durée maximale d'une impulsion étant égale à NT_e , le nombre de cellules doit être au moins égale au temps de réponse du procédé (7 ms) multiplié par la fréquence d'échantillonnage. Ce nombre minimal étant de 7 dans ce cas d'étude, on sélectionne un registre de 10 cellules, introduisant une petite marge, donnant une séquence de longueur 1023. La durée minimale t_{sim} de l'essai pour réaliser l'identification est le produit de la longueur de séquence L et de la période d'échantillonnage $T_{e(cc)}$. Les principaux paramètres utilisés pour réaliser l'identification sont donnés dans le Tableau 4-2.

$$L = 2^N - 1 \quad (4.3)$$

$T_{e(cc)}$ (ms)	A_i	N	L	t_{sim} (s)
1	0.15	10	1023	1.023

Tableau 4-2 : Paramètres de l'identification du modèle de l'offset

Le modèle de commande est obtenu par un processus d'identification réalisé à l'aide de l'outil *System Identification Toolbox* de *Matlab*. Le détail du processus de l'obtention de la fonction de transfert ainsi identifiée est présenté en Annexe B. Le processus d'identification permet d'obtenir la fonction de transfert du 3^{ème} ordre montrée par l'équation 4.4. Les valeurs de la sortie obtenues en simulation avec cette fonction de transfert sont comparées avec des données mesurées afin de valider le modèle de commande. Les données estimées correspondent aux données mesurées avec une précision de 81%.

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert est représenté dans la Figure 4-4. Ce modèle prend en compte l'influence de l'injection de la 3^{ème} harmonique de la stratégie de modulation, déjà visualisée sur la Figure 4-2 (ondulation à la pulsation de 942 rad/s). Le modèle de commande ainsi obtenu est ensuite utilisé pour concevoir le correcteur régulant la puissance de la SOFC.

$$\frac{P_{SOFC}^m}{offset} = \frac{-7521z^{-1} + 8616z^{-2} - 7461z^{-3}}{1 - 2.077z^{-1} + 2.059z^{-2} - 0.9016z^{-3}} \quad (4.4)$$

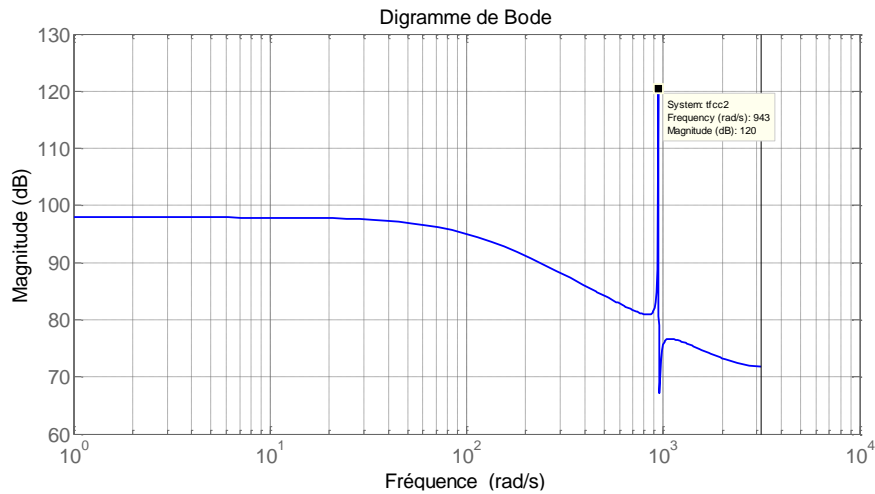


Figure 4-4: Diagramme de Bode de la FT P_{SOFC}^m /offset en fonction de la fréquence (en rad/s)

4.2.4 Choix du correcteur

Le type de correcteur choisi doit pouvoir réguler avec précision le système identifié contenant des polynômes de degré important. Le modèle de commande étant obtenu par identification avec des conditions idéales et dans un point de fonctionnement donné (tension CC équilibrées, charge CA nominale), et le système à commander étant non-linéaire, le correcteur conçu doit disposer d'une robustesse importante par rapport aux incertitudes sur le modèle.

Le correcteur RST est la structure canonique des régulateurs numériques, composée de trois branches contenant les polynômes R , S et T [9], illustrés sur la Figure 4-5. Les polynômes B et A représentent respectivement le numérateur et le dénominateur du modèle de commande.

Le correcteur RST permet d'atteindre les performances de régulation désirées à l'aide des polynômes R et S , ainsi que les performances de poursuite (*Tracking*) à l'aide du polynôme T , et des polynômes B_m et A_m du modèle de référence. Comparé aux correcteurs classiques PI ou PID, le correcteur RST dispose de plus de paramètres de réglage et permet, avec une bonne méthode de conception, de réguler avec robustesse des systèmes complexes. C'est pourquoi ce type de correcteur est choisi pour réguler la puissance de la SOFC.

De plus, les performances de la poursuite pouvant être réglées indépendamment de celles de la régulation, le correcteur RST peut être intéressant pour des systèmes nécessitant un démarrage long. C'est le cas de la SOFC qui atteint sa puissance nominale après plusieurs heures lors de son démarrage [11]. En effet, pour atteindre sa haute température de fonctionnement, la SOFC doit être chauffée doucement au démarrage pour ne pas endommager ses cellules [12]. Néanmoins, le démarrage du système SOFC/MT n'étant pas

traité dans cette thèse, les performances de poursuite sont prises par défaut égales à celles souhaitées pour la régulation.

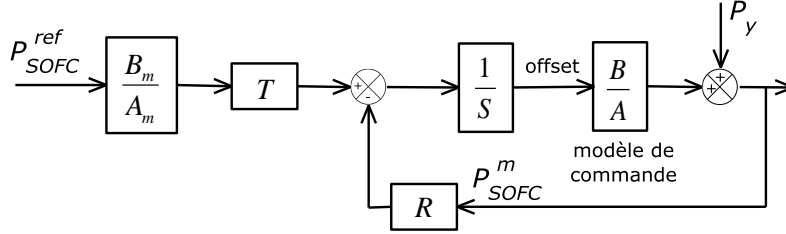


Figure 4-5: Représentation schématique du correcteur RST utilisé pour la régulation de la puissance de la SOFC

La fonction de sensibilité S_{yp} , fonction de transfert entre la perturbation P_y et la sortie (équation 4.5) est utilisée pour mieux évaluer les performances dynamiques et de robustesse du régulateur conçu, comme expliqué dans le paragraphe suivant.

$$S_{yp}(q^{-1}) = \frac{A(q^{-1})S(q^{-1})}{P(q^{-1})} \quad (4.5)$$

4.2.5 Réglage du régulateur

Comme expliqué lors de la spécification des performances désirées, la robustesse du correcteur est un critère de réglage important. Une marge de robustesse permet d'évaluer la distance minimale au point critique (dont les coordonnées sont $[-1 ; 1]$, Figure 4-6), c'est-à-dire la « réserve de stabilité » (ou « robustesse ») du système en BF vis-à-vis des variations des paramètres du système. Les marges analysées par la suite pour une conception robuste sont les suivantes [10]:

- Marge de module (ΔM): elle caractérise au mieux la distance au point critique. C'est le rayon du cercle centré en $[-1 ; 0]$ et tangent à l'hodographe de H_{BO} . On considère qu'une conception est robuste lorsque $\Delta M \geq 0.5$ ($-6dB$).
- Marge de retard ($\Delta \tau$): c'est le retard additionnel toléré par le système en Boucle Ouverte (BO) qui ne conduira pas à l'instabilité du système en boucle fermée. Elle est définie par l'équation 4.6, calculée en mesurant le déphasage $\Delta \Phi$ à la pulsation ω_{cr} . La marge de retard considérée comme suffisante pour une conception robuste est d'au moins une fois la période d'échantillonnage ($\Delta \tau \geq T_e$).

4.2 - Conception du régulateur

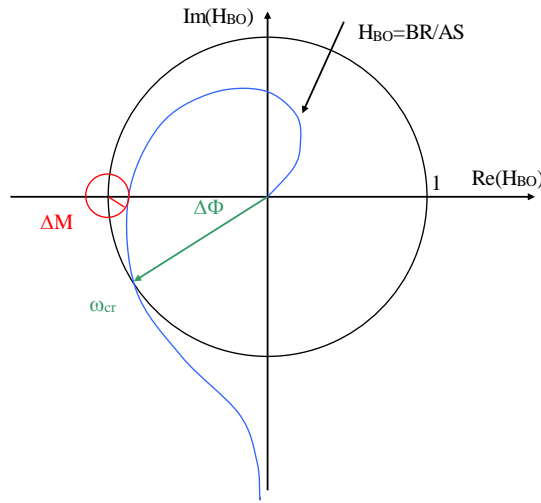


Figure 4-6: Marges module et de retard illustrées sur le diagramme de Nyquist de la fonction de transfert en boucle ouverte

$$\Delta\tau = \frac{\Delta\Phi}{\omega_{cr}} \quad (4.6)$$

La Figure 4-7 indique le placement des pôles et des zéros du modèle de commande dans le plan Z. Tous les pôles et les zéros étant stables (à l'intérieur du cercle unité), on utilise la méthode de « poursuite et régulation à objectifs indépendants avec calibrage de la fonction de sensibilité » [9] pour le réglage du correcteur. Cette méthode revient à inclure les zéros du modèle de commande (stables dans notre cas) dans le polynôme caractéristique en BF désiré.

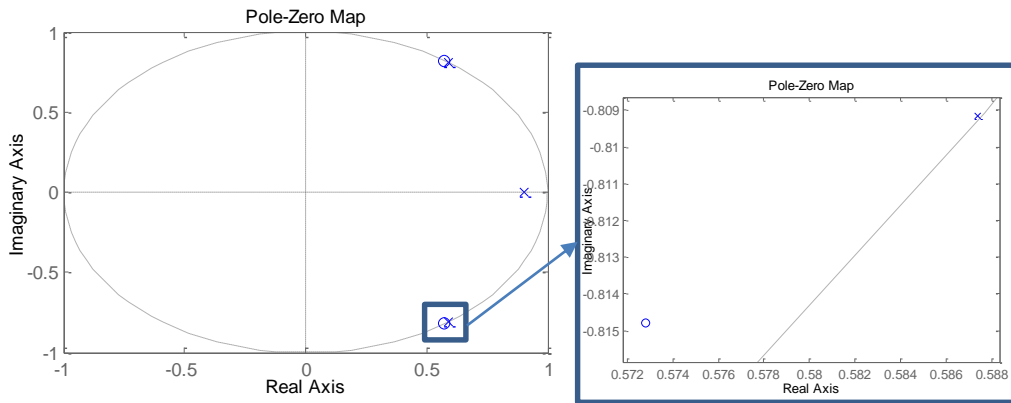


Figure 4-7: Pôles et zéros de la fonction de transfert identifiée ($P_{SOF}^m / offset$) dans le plan Z

Selon les spécifications souhaitées du correcteur (section 4.2.1), les pôles dominants en BF (P_D) sont sélectionnés du second ordre avec un temps de réponse et un facteur d'amortissement souhaités respectivement de 10 ms. et 0.7, comme indiqué précédemment. On ajoute des pôles auxiliaires amortis ($\xi = 0.1$) dans le polynôme P_F (voir équation 4.7) à la fréquence des ondulations

de 150 Hz, afin de réduire l'atténuation de la fonction de sensibilité à cette fréquence, et ainsi diminuer le gain de la fonction de sensibilité en hautes fréquences pour augmenter la marge de retard [10]. Les pôles désirés en BF sont par conséquent composés des pôles dominants et des pôles auxiliaires (équation 4.7).

$$P(q^{-1}) = P_D(q^{-1})P_F(q^{-1}) \quad (4.7)$$

Les paramètres des polynômes R , S , T , B_m , et A_m constituant le correcteur sont donnés dans l'annexe B. Les marges de robustesses obtenues avec ce correcteur sont de -2.19 dB pour la marge de module et de $1.03 T_{e(cc)}$ pour la marge de retard. Les limites standards pour une conception robuste (explicités plus haut) sont donc bien respectées.

Le diagramme de Bode de la fonction de sensibilité Syp est montré sur la Figure 4-8. On peut y observer la marge de module (contraire du maximum de la fonction de sensibilité en dB), ainsi que l'atténuation à la fréquence des oscillations.

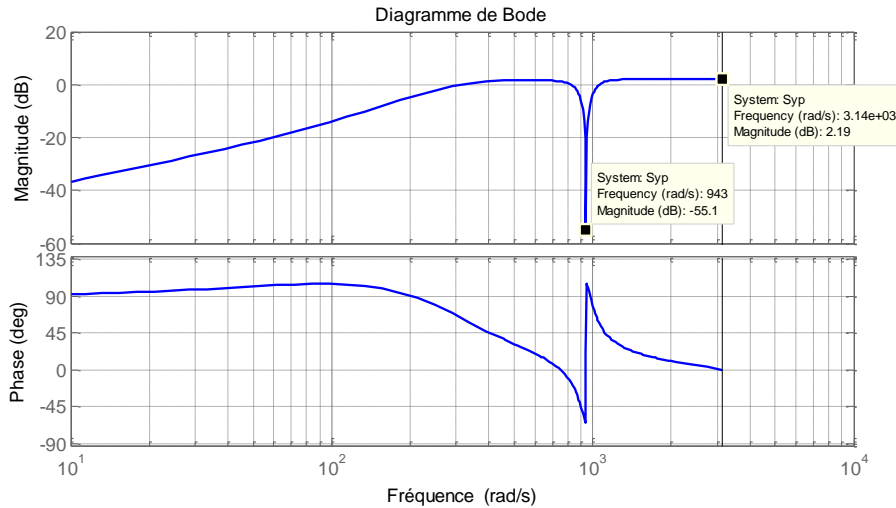


Figure 4-8: Diagramme de Bode de la fonction de sensibilité Syp

4.3 Tests de la stratégie de régulation du système SOFC/MT

4.3.1 Cas d'étude

Afin de tester la stratégie de commande du système SOFC/MT et sa robustesse, des variations de charge extrêmes seront appliquées au système SOFC/MT en simulation et sur la plateforme expérimentale. Ces charges sont comprises entre les puissances $P_{ch(min)} = 75kW$ et $P_{ch(max)} = 90kW$ (valeurs définies dans le chapitre 3). Les échelons de puissance sont réalisés quasiment

instantanément, par le biais d'un commutateur statique dans l'essai expérimental, afin d'analyser le comportement du système SOFC/MT dans le scénario le plus défavorable. En effet, si la régulation est efficace pour ces variations de charges extrêmes, elle le sera pour de plus petites variations.

Comme évoqué dans le Chapitre 3, la puissance des amplificateurs de puissance utilisés pour émuler le système SOFC/MT ne permet pas de tester le système expérimentalement à puissance réelle. Par conséquent, les résultats du test du système sont par la suite présentés séparément : en simulation à puissance réelle, puis expérimentalement à puissance réduite.

4.3.2 Configuration de la simulation

Les tests en simulation sont réalisés sur le modèle du système (Chapitre 2) implémenté dans un simulateur temps réel OPAL RT (Chapitre 3). Le modèle de simulation et les lois de contrôle/commande sont distribués et exécutés sur trois cœurs avec des pas de calculs différents :

- La partie du modèle du système SOFC/MT nécessitant un pas de calcul fin est celle du GSAP ainsi que l'onduleur 3LNPC. La fréquence la plus grande à prendre en compte dans cette partie du modèle est celle des commutations (6kHz). On choisit un pas de calcul de 1 μ s afin de bien représenter l'effet des commutations sur les signaux de tension et de courant.
- Pour les autres parties du modèle SOFC/MT ayant des dynamiques plus lentes, on choisit un pas de calcul de 200 μ s. Ceci permet de mieux répartir la puissance de calcul disponible.
- Le troisième cœur est utilisé pour le contrôle/commande du système SOFC/MT. Le pas de calcul utilisé est de 200 μ s pour la régulation des signaux CA (voir Chapitre 5), et 1 ms pour la partie CC (régulation de la puissance de la SOFC). Ces pas de calcul correspondent aux périodes d'échantillonnage de chacun des contrôleurs.

4.3.3 Configuration du système expérimental

Pour pouvoir interagir avec la plateforme MR expérimentale, le modèle du système SOFC/MT doit être exécuté en temps réel. Il est alors d'autant plus important d'optimiser la puissance de calcul du modèle.

Contrairement à la configuration de simulation, l'onduleur 3LNPC ainsi que d'autres éléments du MR (filtre LCL, charges) sont réels et seulement les sources SOFC, MT, le redresseur coté MT, et le module de SCs sont simulés en temps réel. La fréquence de calcul importante utilisée pour représenter l'effet des commutations n'est donc plus nécessaire. Dans ce cas la fréquence la plus importante à considérer est celle de la génération de la porteuse, de 6 kHz. La porteuse étant un signal triangulaire, un pas de calcul d'au moins 3 fois supérieur à la fréquence de commutation est suffisant. On choisit donc une fréquence de calcul de 20 kHz, soit une période de 50 μ s.

La séparation du modèle sur les différents cœurs est représentée sur la Figure 4-9, en soulignant les différences entre la configuration pour les essais de simulation et celle pour l'émulation réalisée dans les essais expérimentaux.

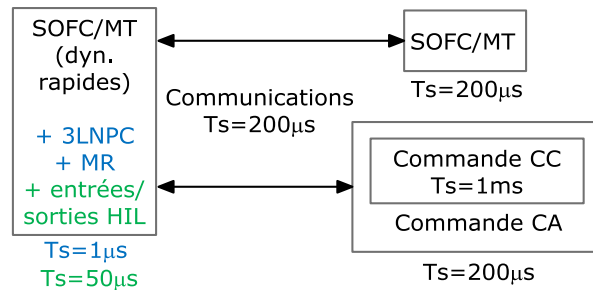


Figure 4-9: Séparation du modèle avec ses différents pas de calcul (T_s) en simulation (différences en bleu) et pour l'émulation (différences en vert)

Dans la configuration expérimentale (Figure 4-10), le simulateur temps réel fondé sur la technologie HIL, est utilisé à la fois pour commander les amplificateurs de puissance et les interrupteurs du convertisseur 3LNPC. Le système HIL permet également de visualiser des signaux analogiques mesurés en différents points du MR. Les entrées et sorties du système HIL sont :

- 2 sorties de tensions analogiques, représentant les deux sources du modèle du système hybride : la SOFC et la MT associé au module de SCs.
- 12 sorties numériques pour commander les interrupteurs du 3LNPC.
- Un autre signal numérique pour commander un contacteur permettant d'actionner un interrupteur intégrant la 2^{ème} charge au réseau.
- 10 entrées analogiques : les tensions phases-neutre $V_{a,b,c}$ et les courants $i_{a,b,c}$ des trois phases, ainsi que les courants et tension des deux bus à CC.

4.3 - Tests de la stratégie de régulation du système SOFC/MT

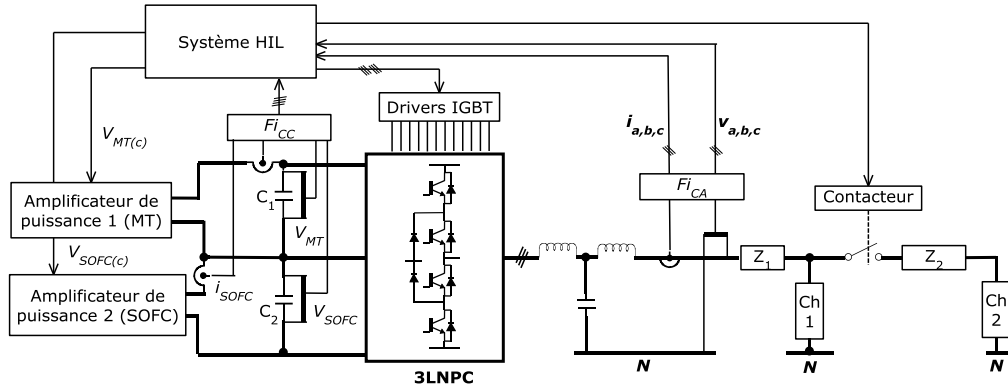


Figure 4-10: Schéma de la configuration expérimentale

Les tests expérimentaux étant réalisés à puissance réduite (voir Chapitre 3), la puissance de la SOFC n'est pas régulée à la même valeur qu'en simulation. Cependant, le correcteur conçu dans ce chapitre reste le même. Le seul changement opéré pour la partie commande des essais expérimentaux est la valeur de référence du correcteur, devenant P_{SOFC}^{ref}/K_{ech} .

4.3.4 Résultats obtenus en simulation

Pour les premières évaluations en simulation, un pas de charge de 90 kW à 75 kW puis un second de 75 kW à 90 kW sont appliqués respectivement à 150 s puis 200 s. La puissance mesurée en différents points du système est représentée sur la Figure 4-11. Lorsque la puissance des charges varie sur la plage de fonctionnement définie (de 75 à 90 kW), la puissance de la SOFC est régulée à sa puissance nominale, 60 kW. C'est la MT associée au module de SCs qui répond aux variations de puissance.

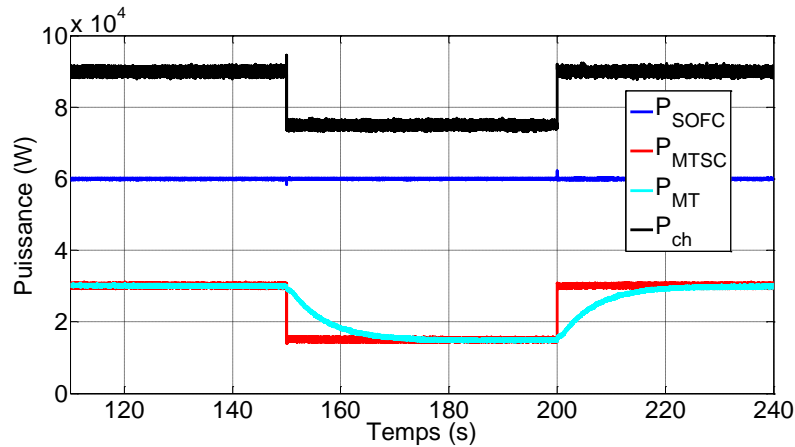


Figure 4-11: Evolution de la puissance du système hybride : SOFC (P_{SOFC}), MT et SCs (P_{MTSC}), et MT seule (P_{MT}) lors de variations de charges du MR (P_{ch})

Comme illustré sur la Figure 4-11, le module de SCs répond rapidement aux variations de puissance demandées et couvre le temps de réponse nécessaire à la MT pour atteindre le niveau de puissance exigé par le pas de

charge. Lorsque la puissance demandée diminue de 90 kW à 75 kW (à $t=150$ s), la puissance générée par la MT est supérieure à celle mesurée après le module de SCs durant un certain moment. Pendant ce laps de temps, la puissance excédentaire générée par la MT charge le module de SCs. Ce phénomène transitoire se traduit par une augmentation de la tension aux bornes du module de SCs (V_{MT} , Figure 4-12). Dans le cas contraire, lorsque la puissance demandée augmente de 75 kW à 90 kW (à 200 s), le module de SCs fournit de la puissance pendant la transition, ce qui se traduit par une baisse de la tension V_{MT} .

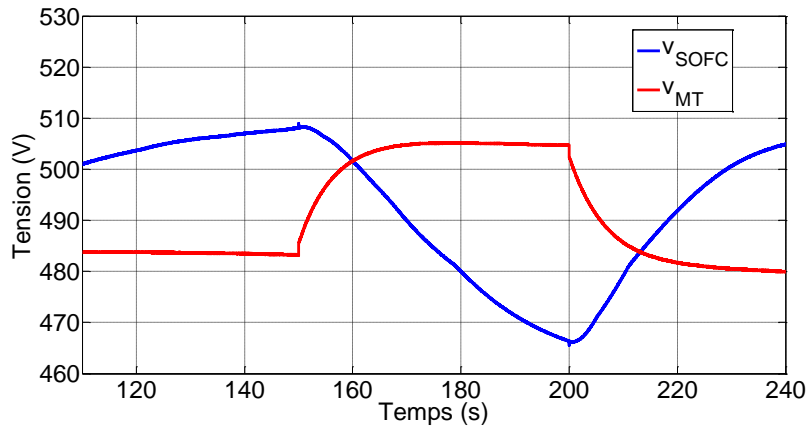


Figure 4-12: Variation de la tension aux bornes de la SOFC et du module de SCs lors du test en simulation

La charge de 75 kW étant appliquée pendant seulement 50 s, la tension du bus à CC n'est pas stabilisée. Afin de s'assurer que la tension se stabilise, on réalise un second test où on attend que le régime permanent soit atteint avec la charge de 75 kW. Une fois le régime permanent atteint (Figure 4-13), on remarque que les tensions du bus à CC se stabilisent.

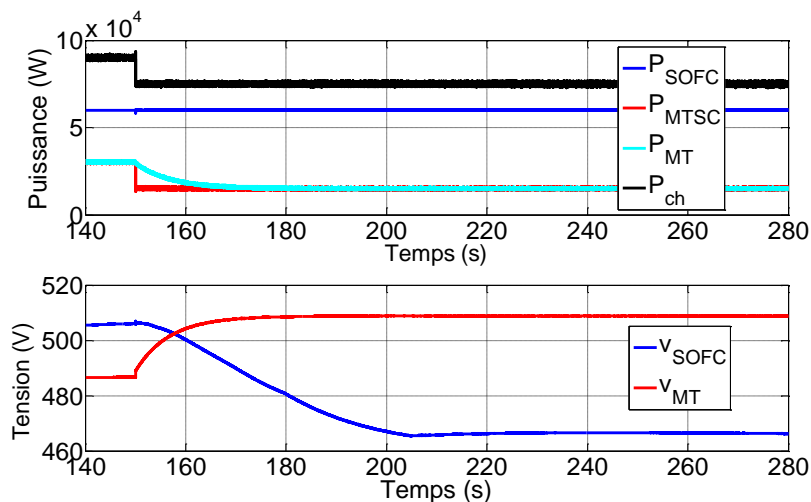


Figure 4-13: Evolution de la tension du bus à CC dans un second essai ($P_{ch}=75kW$)

Afin de mieux illustrer les performances des régulateurs, la Figure 4-14 montre les transitoires de la puissance de la SOFC obtenus lors de ces variations

de charges. On remarque que le pic maximal obtenu en réponse aux variations extrêmes de la charge (observé lors du deuxième pas de charge) est seulement de 4.5% de la valeur de la puissance nominale. De plus, le temps de réponse obtenu est d'environ 10 ms, comme spécifié dans le cahier des charges du correcteur.

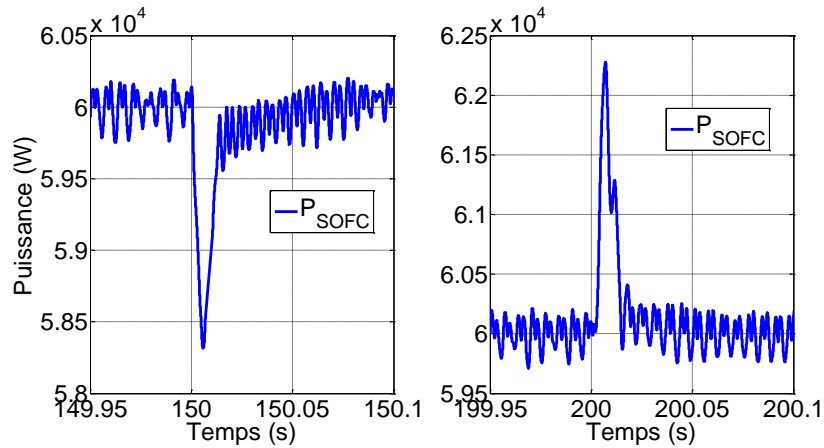


Figure 4-14: Evolution de la puissance de la SOFC lors des variations de charge

En régime permanent, l'amplitude importante des oscillations observés sur la puissance de la SOFC lors de l'étude du système à réguler (1.5 kW, Figure 4-2) est bien atténué avec le correcteur. Leur amplitude est désormais d'environ 0.4 kW (Figure 4-14). Le signal de commande généré par le correcteur, c'est-à-dire l'offset (Figure 4-15), oscille bien à la fréquence de 150 Hz pour atténuer les ondulations sur la puissance à cette fréquence.

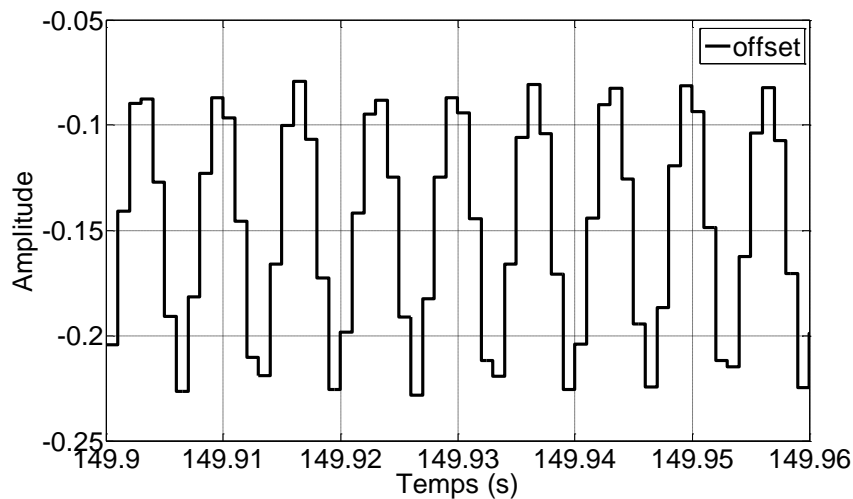


Figure 4-15: Evolution de l'offset généré par le régulateur de la puissance de la SOFC

La Figure 4-16 présente l'évolution du courant de la SOFC lors de ces variations de charges. D'après [13], les ondulations de courant de la SOFC lui

sont néfastes et doivent être limitées. L'auteur spécifie qu'une amplitude maximale de 5.6% peut être tolérée. Les pics de courant qui ont lieu lors d'une variation de charge soudaine peuvent être assimilés à une ondulation de courant et doivent être limités. Ici, le pic de courant mesuré lors de la première variation de charge est de 3% puis 4.4% pour la seconde. Ces pics de courant peuvent donc être considérés comme tolérables par la SOFC.

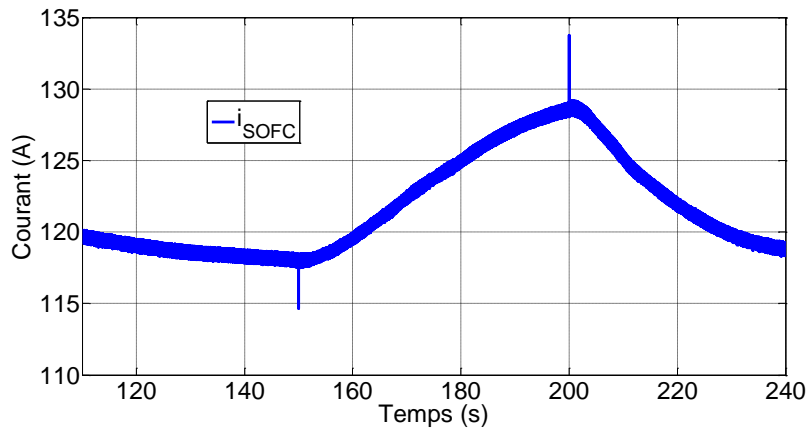


Figure 4-16: Evolution du courant mesurée en sortie de la SOFC

4.3.5 Résultats expérimentaux à puissance réduite

Les essais expérimentaux réalisés sur la plateforme expérimentale introduite dans le Chapitre 3, ont été réalisés à puissance réduite. Un facteur d'échelle de 43 sur le courant a été utilisé. Les autres paramètres du système, comme les valeurs de tensions générées par le modèle SOFC/MT, ne sont pas modifiés. De même, le cas d'étude testé en expérimentation est le même qu'en simulation.

Les puissances mesurées expérimentalement en sortie des amplificateurs de puissance (P_{SOFC} , P_{MTSC}) ainsi que celle mesurée en sortie du convertisseur 3LNPC (P_{ch}), sont présentées sur la Figure 4-17. Malgré un bruit de mesure relativement important, on remarque que la SOFC est maintenue à sa valeur de référence. Cette valeur est la puissance nominale divisée par le facteur d'échelle, soit 1.4kW.

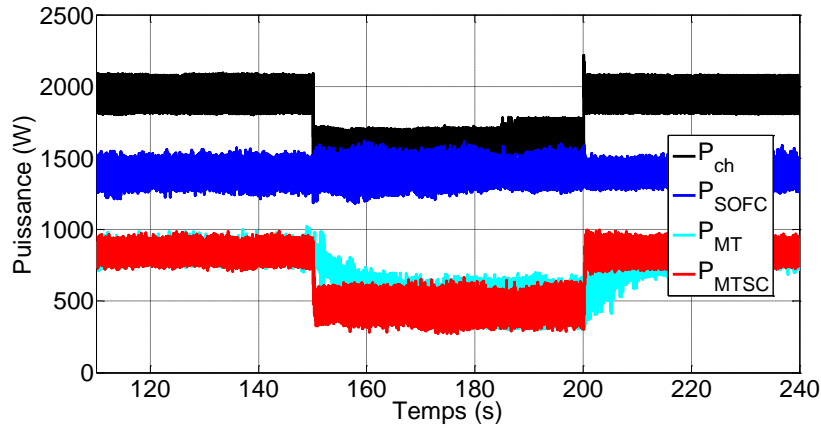


Figure 4-17: Evolution de la puissance du système expérimental : SOFC (P_{SOFC}), MT et SCs (P_{MTSC}), et MT seule (P_{MT}) lors de variations de charges du MR (P_{ch})

Les tensions du bus à CC mesurées lors de l'essai sont illustrées sur la Figure 4-18. L'évolution des tensions au cours du test est analogue aux essais en simulation (Figure 4-12). Cependant, les niveaux de tensions sont différents : la tension de la SOFC en expérimentation est plus faible qu'en simulation, et celle de la MT plus grande. Ceci est dû à la phase de démarrage de l'essai expérimental qui est sensiblement différente du test en simulation. Notamment, les variations des tensions générées par les amplificateurs de puissance sont limitées par une certaine vitesse de montée (50 V par seconde).

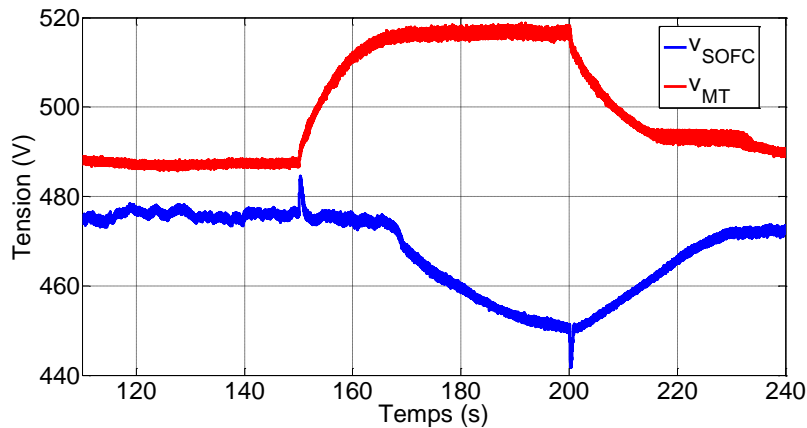


Figure 4-18: Variation de la tension aux bornes de la SOFC (V_{SOFC}) et du module de SCs (V_{MT}) lors du test expérimental

La réponse de la puissance de la SOFC lors des pas de charge est montrée sur la Figure 4-19. La connexion de la deuxième charge au MR, commandée au contacteur à 150 s, est visible sur la puissance mesurée environ 100 ms plus tard, principalement en raison du retard mécanique du contacteur.

Le temps de réponse de la puissance de la SOFC est mesuré à environ 200 ms. Cette différence par rapport aux performances dynamiques désirées peut

être expliquée par la limitation de la vitesse de variation de la tension de l'amplificateur, comme évoqué plus haut. En effet, cette limitation introduit un pic de durée non négligeable sur la tension de la SOFC mesurée (Figure 4-18), alors que ce pic est très court et faible en amplitude dans le cas de la simulation (Figure 4-12).

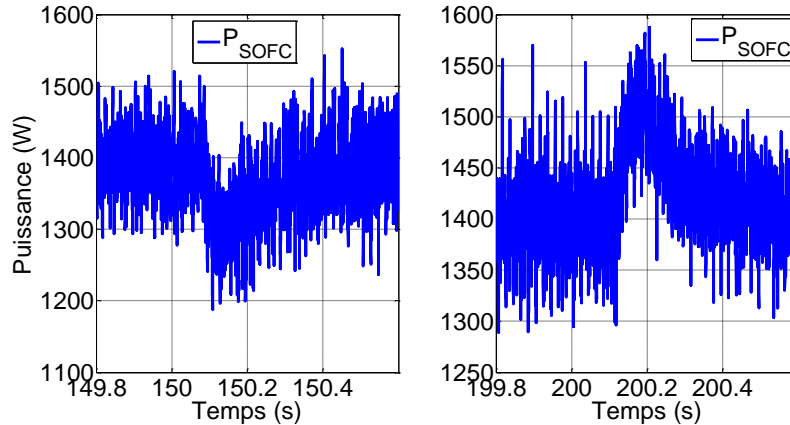


Figure 4-19: Evolution de la puissance expérimentale de la SOFC lors des variations de charges

Le bruit important observé sur les puissances provient surtout du courant mesuré. Le courant mesuré en sortie de l'amplificateur représentant la SOFC est montré sur la Figure 4-20. L'amplitude des perturbations mesurées est d'environ 0.6 A, soit 20% du courant nominal.

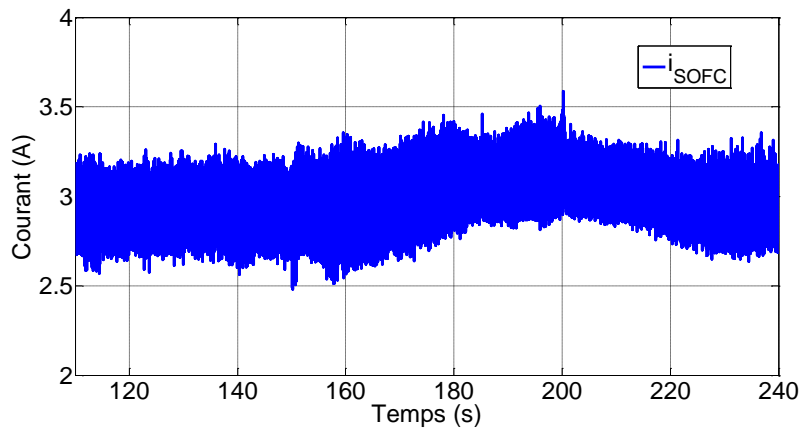


Figure 4-20: Evolution du courant mesuré en sortie de l'amplificateur représentant la SOFC

Afin d'identifier l'origine bruit de mesure observé sur le courant mesuré, une analyse fréquentielle est réalisée (Figure 4-21). Les fréquences de perturbations observées sont en grande partie des harmoniques de la fréquence fondamentale du réseau (50 Hz). Le bruit mesuré sur les courants du côté continu proviennent donc du côté CA.

Ces perturbations électromagnétiques proviennent de l'environnement de la plateforme, les traitements des signaux à CC étant réalisés à proximité de ceux réalisés pour les signaux CA.

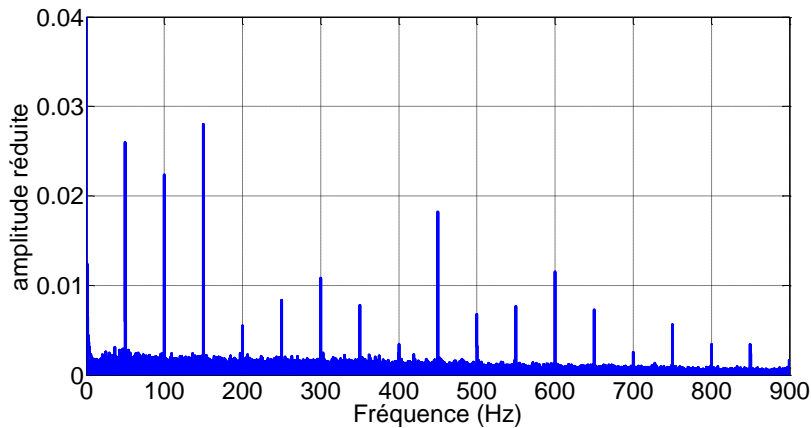


Figure 4-21: Analyse fréquentielle du courant expérimental de la SOFC

4.4 Conclusion

La stratégie de contrôle employée pour réguler le système hybride SOFC/MT permet de réguler la puissance de la SOFC à sa valeur nominale, afin d'optimiser ses performances. Par conséquent, les variations de puissance du MR sont prises en charge par la MT associée au module de SCs.

Cette stratégie a été réalisée en utilisant comme signal d'action l'offset des signaux modulés. Un correcteur de type RST a été utilisé et une attention particulière a été portée à la robustesse lors de sa conception. Le modèle de commande utilisé a été obtenu par identification. Le bon fonctionnement de cette stratégie de commande a été démontré d'abord en simulation. Des essais expérimentaux ont également été réalisés à puissance réduite, prouvant la faisabilité de cette stratégie de contrôle en utilisant un prototype de convertisseur 3LNPC. Malgré un niveau de bruit relativement important, on retrouve des performances dynamiques du régulateur très proche de celles de la simulation.

Le deuxième objectif de la stratégie de contrôle globale appliqué au convertisseur 3LNPC est de fixer la tension et la fréquence du MR. Ceci est l'objet du chapitre suivant, qui présente notamment les signaux du côté CA obtenu lors des essais présentés dans ce chapitre.

Références

- [1] G. Angrisani, C. Roselli, and M. Sasso, "Distributed microtrigeneration systems," *Prog. Energy Combust. Sci.*, vol. 38, no. 4, pp. 502–521, Aug. 2012.
- [2] S. Obara, "Dynamic-characteristics analysis of an independent microgrid consisting of a SOFC triple combined cycle power generation system and large-scale photovoltaics," *Appl. Energy*, vol. 141, pp. 19–31, Mar. 2015.
- [3] C. Stiller, B. Thorud, O. Bolland, R. Kandepu, and L. Imsland, "Control strategy for a solid oxide fuel cell and gas turbine hybrid system," *J. Power Sources*, vol. 158, no. 1, pp. 303–315, Jul. 2006.
- [4] K. Nanaeda, F. Mueller, J. Brouwer, and S. Samuelsen, "Dynamic modeling and evaluation of solid oxide fuel cell – combined heat and power system operating strategies," *J. Power Sources*, vol. 195, no. 10, pp. 3176–3185, May 2010.
- [5] M. do Nascimento, "Micro Gas Turbine Engine: A Review," in *Progress in Gas Turbine Performance*, 2013, pp. 107–141.
- [6] A. Etxeberria, I. Vechiu, S. Baudoin, H. Camblong, and J.-M. Vinassa, "Control of a hybrid Energy Storage System using a three level neutral point clamped converter," *IECON 2012 - 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 3400–3405, 2012.
- [7] W. Choi, J. W. Howze, and P. Enjeti, "Development of an equivalent circuit model of a fuel cell to evaluate the effects of interter ripple current," *J. Power Sources*, vol. 158, no. C, pp. 1324–1332, 2006.
- [8] a. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong, and J. M. Vinassa, "Comparison of three topologies and controls of a hybrid energy storage system for microgrids," *Energy Convers. Manag.*, vol. 54, no. 1, pp. 113–121, 2012.
- [9] I. D. Landau, *Identification et commande des systèmes*, 2nd ed. 1993.
- [10] I. D. Landau and G. Zito, *Digital control systems: design, identification and implementation*. Springer, 2006.
- [11] R. a. Roberts and J. Brouwer, "Dynamic Simulation of a Pressurized 220 kW Solid Oxide Fuel-Cell–Gas-Turbine Hybrid System: Modeled Performance Compared to Measured Results," *J. Fuel Cell Sci. Technol.*, vol. 3, no. 1, p. 18, 2006.

- [12] C. Stiller, "Design, operation and control modelling of SOFC/GT hybrid systems," 2006.
- [13] S. R. Moon, J. S. Lai, S. Y. Park, and C. Liu, "Impact of SOFC fuel cell source impedance on low frequency AC ripple," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2006.

Régulation de la tension du MR

Contenu

Chapitre 5	95
5.1 Objectifs et architecture de la stratégie de contrôle	96
5.2 Conception du contrôleur de la boucle interne	97
5.2.1 Etude du système	98
5.2.2 Spécification des performances souhaitées	100
5.2.3 Choix de la fréquence d'échantillonnage	101
5.2.4 Conception du filtre anti repliement	102
5.2.5 Modèle de commande	103
5.2.6 Réglage du correcteur	104
5.3 Conception du contrôleur de la boucle externe	105
5.3.1 Etude du système	105
5.3.2 Performances souhaitées	107
5.3.3 Fréquence d'échantillonnage et filtre anti-repliement	108
5.3.4 Modèle de commande	108
5.3.5 Réglage du correcteur	108
5.4 Résultats obtenus en simulation	110
5.4.1 Conditions de test	110
5.4.2 Résultats	111
5.5 Résultats expérimentaux à puissance réduite	116
5.5.1 Conditions de test	116
5.5.2 Modifications des correcteurs pour les tests expérimentaux	117
5.5.3 Résultats	117
5.6 Conclusion	121
Références	122

Le système SOFC/MT a été choisi dans cette thèse comme source principale du MR, dont le fonctionnement a été analysé seulement pour la situation la plus contraignante, le fonctionnement en isolé, c'est-à-dire déconnecté du réseau principal. Pour ce mode de fonctionnement, le système SOFC/MT doit fixer la tension et la fréquence du réseau à travers l'onduleur 3LNPC. La tension doit être maintenue à sa référence malgré les variations de charge du MR. La stratégie de commande employée pour assouvir cet objectif est décrite et testée

dans ce chapitre. La conception de la commande associée y est également détaillée. Elle se fait indépendamment de celle de la partie CC présenté au Chapitre 4.

5.1 Objectifs et architecture de la stratégie de contrôle

L'objectif principal de la stratégie de commande coté AC de l'onduleur 3LNPC est de fixer la tension et la fréquence du MR.

Dans le but de réguler la tension, les signaux alternatifs de courant et de tension sont mesurés pour chacune des 3 phases (a , b et c). Afin de faciliter la conception des contrôleurs des variables CA, on utilise la transformée de Park permettant une projection du repère (a,b,c) dans un référentiel tournant (d,q) [1]. La régulation des signaux CA est donc réalisée par la suite en contrôlant les composantes d et q obtenues après la transformation de Park des signaux mesurés sur chacune des 3 phases.

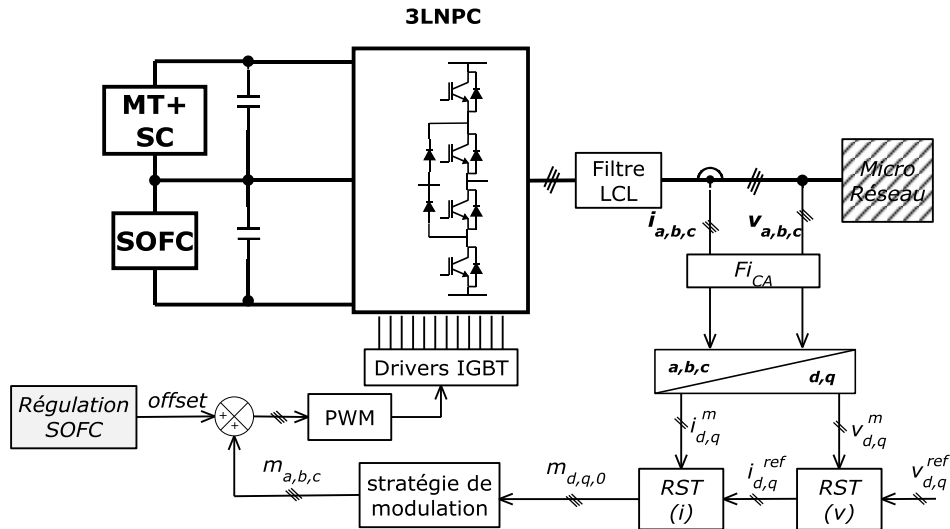


Figure 5-1: Architecture de la stratégie de contrôle du côté CA du convertisseur 3LNPC

La stratégie de régulation de la tension est basée sur un double contrôle en cascade [2] (Figure 5-2) : une boucle interne contrôle le courant alternatif en commandant les rapports cycliques du convertisseur 3LNPC et une boucle externe régule la tension en sortie du convertisseur à sa valeur de référence et fournit la consigne pour la boucle interne. Ce double contrôle est appliqué deux fois, sur chacune des composantes (d et q) de la tension et du courant.

Pour la composante d , la référence de la boucle de tension V_d^{ref} est fixée par la tension crête du MR, soit $230\sqrt{2}$. Pour la composante q , la référence V_q^{ref} est fixée à 0. Ces deux valeurs sont liées à l'amplitude du signal sinusoïdal triphasé ramené au référentiel ($d,q,0$).



Pour les mêmes avantages que ceux évoqués dans le Chapitre 4, le correcteur RST est choisi pour chacun des correcteurs de la stratégie de contrôle (Figure 5-2).

La conception du contrôleur de la boucle interne a été réalisée en plusieurs étapes. Pour commencer, une étude du système ayant pour entrée l'indice de modulation et pour sortie le courant à la sortie du filtre LCL a été réalisée. Cette étude a permis de spécifier les performances souhaitées au niveau de cette boucle. Puis, grâce à cette étude et ces spécifications, la fréquence d'échantillonnage et le filtre anti-repliement ont été définis. Ensuite, le modèle de commande du contrôleur de cette boucle interne a été obtenu. Enfin, grâce à ce modèle et aux spécifications des performances souhaitées, le contrôleur a été réglé avec la méthode « placement de pôle avec calibrage de la fonction de sensibilité » [3]. L'ensemble de ces étapes sont décrites dans les sections suivantes.

5.2.1 Etude du système

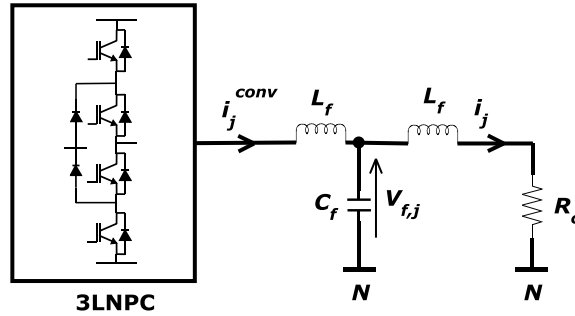


Figure 5-3: Représentation des variables du côté CA pour une phase (j) du convertisseur 3LNPC

Afin d'obtenir le modèle analytique du système ayant pour entrée l'indice de modulation de l'onduleur multiniveau m_d et pour sortie le courant i_d (projection de i_j sur l'axe d), on écrit les équations dynamiques du modèle du filtre LCL. Les équations suivantes décrivent ce modèle pour une phase ($j = a, b$ ou c) dont les variables sont représentés sur la Figure 5-3.

$$\frac{di_j^{conv}}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(\frac{V_{cc}}{2} m_j - V_{f,j} \right) \quad (5.1)$$

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_{f,j} - R_c i_j) \quad (5.2)$$

$$\frac{dV_{f,j}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_j^{conv} - i_j) \quad (5.3)$$

Ces équations différentielles, représentés dans le référentiel (a, b, c) sont transposés dans le référentiel tournant (d, q). Ceci permet d'obtenir la fonction de transfert G_i entre l'index de modulation $m_{d,q}$ et le courant $i_{d,q}$ à la sortie du filtre LCL (équation 5.4).

$$G_i = \frac{i_d}{m_d} = \frac{i_q}{m_q} = \frac{V_{cc}/2}{L_f L_f C_f s^3 + R_c L_f C_f s^2 + 2L_f s + R_c} \quad (5.4)$$

Les paramètres de G_i liés au filtre LCL dimensionné dans le Chapitre 3 sont fixes. Par contre la charge résistive R_c varie. Celle-ci peut prendre différentes valeurs dans la plage de fonctionnement du système SOFC/MT. Les valeurs extrêmes de ce domaine de fonctionnement sont dans le Tableau 5-1, ci-dessous. Cette variation de la résistance rend le système à contrôler non-stationnaire.

5.2 - Conception du contrôleur de la boucle interne

P (kW)	$P_{ch(max)} = 90$	$P_{ch(min)} = 75$
$R_c (\Omega)$	$R_{c1} = 1.76$	$R_{c3} = 2.12$

Tableau 5-1 : Limites de la zone de fonctionnement en terme de puissance et de charge

La Figure 5-4 montre la réponse temporelle de la fonction de transfert G_i à une entrée de type échelon unitaire, pour différents points de fonctionnement (différentes charges/puissances dans le domaine de fonctionnement défini).

On constate que la réponse est oscillante quel que soit le point de fonctionnement. On observe également que le gain statique du système change selon le point de fonctionnement, confirmant le caractère non-stationnaire du procédé, et que le gain maximal est obtenu lorsque la puissance de la charge est maximale ($P = 90$ kW), c'est-à-dire pour la plus petite charge résistive.

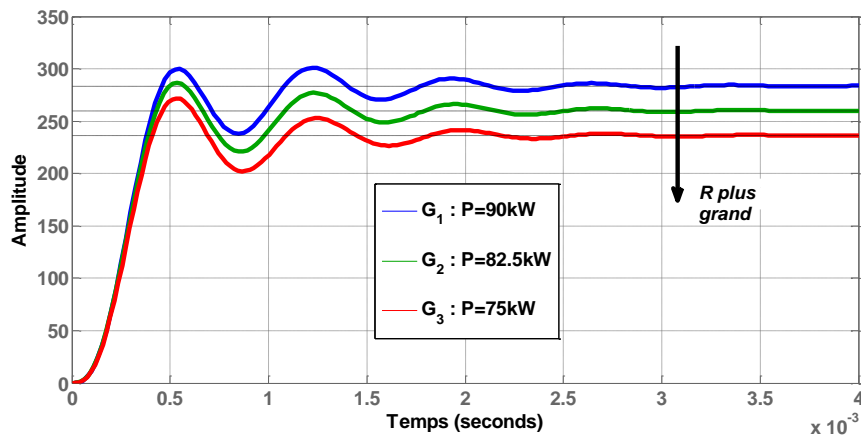


Figure 5-4: Réponse à un échelon unitaire de G_i pour différentes valeurs de la charge R_c

La Figure 5-5 montre le diagramme de Bode de ce même système. Celui-ci nous permet de voir que la fréquence de résonance du système varie très peu d'un point de fonctionnement à un autre. Cette fréquence se situe toujours aux alentours de 8.7 krad/s (1.4 kHz). De plus, on constate aussi que le gain du système diminue à toutes les fréquences dans la mesure où la charge résistive augmente.

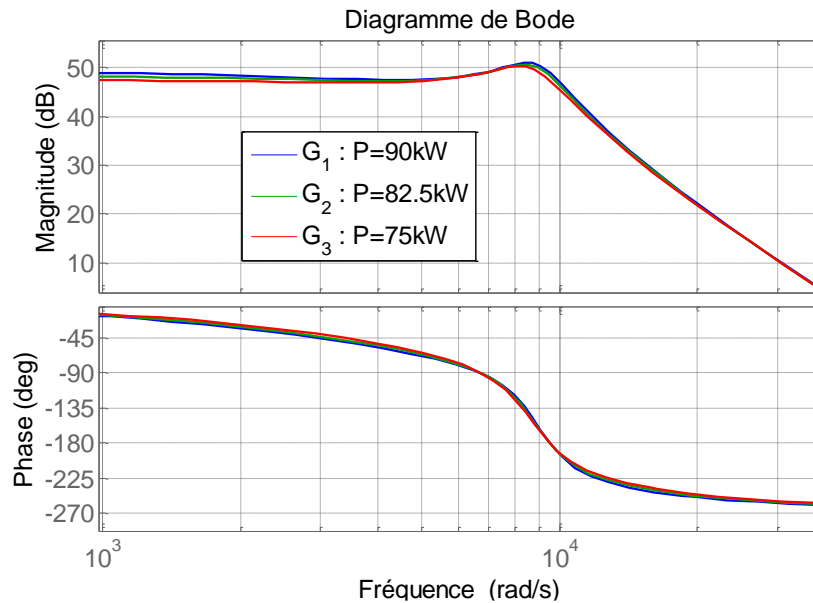


Figure 5-5: Diagramme de Bode de G_i pour différents points de fonctionnement

5.2.2 Spécification des performances souhaitées

L'objectif du contrôleur de la boucle interne est de contrôler les courant $i_{d,q}$ avec les signaux de commande $m_{d,q}$ (indice de modulation).

Pour ce qui est des performances statiques, on souhaite que l'erreur statique en réponse à un échelon de référence ou de perturbation soit nulle.

En ce qui concerne les performances dynamiques, la principale spécification est d'obtenir que la boucle interne soit amortie, sans oscillation, malgré la dynamique oscillante du procédé. De plus, la dynamique de cette boucle de contrôle doit être suffisamment rapide, de sorte à la découpler de celle de la régulation de la puissance de la SOFC. En effet, comme expliqué dans le Chapitre 4, l'indice de modulation est liée à l'offset, et l'offset étant utilisé comme signal de commande pour la régulation de la puissance de la SOFC, il faut que le reste de l'indice, utilisé pour contrôler $i_{d,q}$, varie à des fréquences plus rapide que l'offset (qui a un temps de réponse de 10 ms). Dans ce sens, un temps de réponse aux alentours de 1 à 2 ms serait adéquat.

Enfin, compte tenu du comportement non-stationnaire du système, il est très important de prendre en compte la robustesse du contrôleur lors de son réglage. Ainsi, pour ce qui est de la robustesse, on souhaite :

- Assurer la stabilité de la boucle dans tout le domaine de fonctionnement.
- Assurer la robustesse en stabilité du contrôleur dans toute la zone de fonctionnement, avec une marge de module supérieure à -6 dB et une marge de retard plus grande qu'une période d'échantillonnage. Ce choix permet de considérer les incertitudes du modèle de commande.

- Amortir la dynamique de la boucle interne sur toute la zone de fonctionnement.

Dans le respect de ces spécifications, on souhaite de plus que la dynamique de la boucle soit la plus rapide possible.

5.2.3 Choix de la fréquence d'échantillonnage

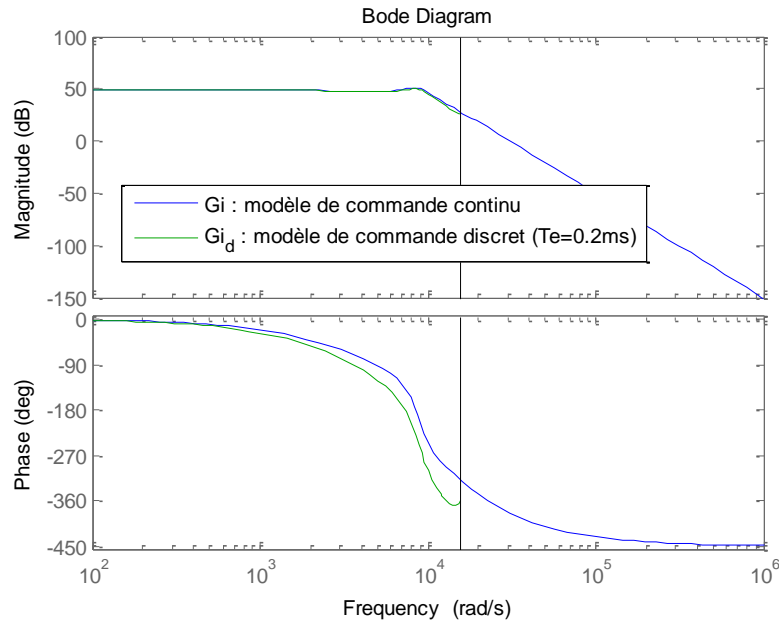
A l'instar de la commande du côté CC (Chapitre 4), la fréquence d'échantillonnage du contrôleur de la boucle interne doit être choisie en tenant compte en particulier de deux aspects suivant :

- être suffisamment grande pour compenser les oscillations du procédé. Ainsi, elle doit être supérieure à au moins deux fois la fréquence de résonance du procédé, c'est-à-dire 1.51 kHz (voir Chapitre 3).
- être choisie en fonction de la dynamique en BF souhaitée : la fréquence d'échantillonnage doit être comprise entre 6 et 25 fois la bande passante en BF [4]

Bien que la fréquence de la bande passante en BF ne soit pas encore spécifiée, puisque comme écrit plus haut le réglage du contrôleur se fera de sorte à ce que la dynamique soit la plus rapide possible (dans le respect des autres spécifications), avec un temps de réponse à 5% de 1 ms et un comportement du premier ordre on peut l'estimer à 500 Hz.

On choisit donc une fréquence d'échantillonnage $f_{e(CA)}$ de 5 kHz (soit plus de 3 fois la fréquence de résonance à transmettre et 10 fois la bande passante en BF estimée), correspondant à une période d'échantillonnage de 0.2 ms.

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert discrétisée à la fréquence d'échantillonnage sélectionnée est représenté sur la Figure 5-6. On remarque que le modèle discret prend bien en compte l'effet de la résonance du filtre LCL.


 Figure 5-6: Diagramme de Bode du modèle de commande continu G_i et discret G_{id}

5.2.4 Conception du filtre anti repliement

A l'instar de la commande du côté CC, afin d'éviter le repliement de spectre, il faut s'assurer que les signaux supérieurs à $f_{e(CA)}/2$ (2.5kHz ou 15.7 krad/s) soient suffisamment atténués. Mais il faut également que la fréquence maximale à transmettre (1.51 kHz ou 9.49 krad/s) ne soit pas atténuée, ou le moins possible, par ce filtre.

En réalisant ce compromis, le filtre Fi_{CA} choisi est un filtre passe bas du second d'ordre d'une fréquence de coupure de 2.86 kHz. A la fréquence de résonance du filtre LCL, le signal est seulement atténué de -0.4 dB. Le filtre Fi_{CA} (équation 5.5) est de la même forme que le filtre Fi_{CC} . Son diagramme de Bode est représenté par la Figure 5-7, et ses paramètres sont donnés dans le Tableau 5-2.

$$Fi_{CA} = \frac{1}{c_{1A}c_{2A}r_{1A}r_{2A}s^2 + c_{2A}(r_{1A} + r_{2A})s + 1} \quad (5.5)$$

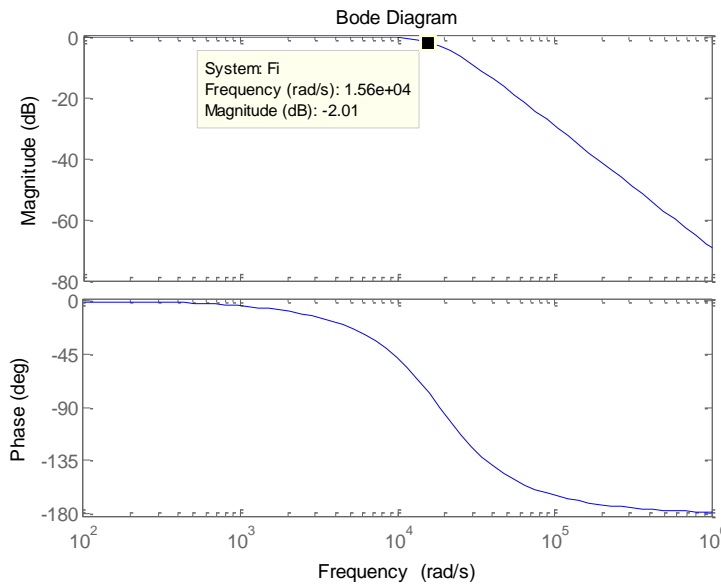


Figure 5-7: Diagramme de Bode du filtre Fi_{CA}

$f_{e(CA)}$ (kHz)	$f_c(Fi_{CA})$ (kHz)	c_{1A} (nF)	c_{2A} (nF)	r_{1A} (k Ω)	r_{2A} (k Ω)
5	2.86	22	3.3	22	1.82

Tableau 5-2 : Paramètres du filtre anti-repliement et fréquence d'échantillonnage du contrôleur de la boucle interne

Le bruit sur les signaux de courants et de tensions créé par la commutation des IGBT du convertisseur doit être filtré par le filtre Fi_{CA} . La fréquence de commutation doit donc être au moins deux fois supérieure à $f_c(Fi_{CA})$ c'est à dire 5.7 kHz. La condition spécifiée lors du dimensionnement du filtre LCL donnant une fréquence minimum de commutation de 5 kHz n'est plus prédominante. Par conséquent, nous choisirons une fréquence de commutation de 6 kHz.

5.2.5 Modèle de commande

Le modèle de commande est basé sur l'échantillonnage de la fonction de transfert continu du procédé (voir équation 5.4). Comme cette fonction de transfert dépendant de la valeur de la charge R_c , il faut choisir à quel point de fonctionnement doit être associé ce modèle de commande.

Lors de l'analyse réalisée précédemment, on a constaté que le gain du procédé baisse dans la mesure où la charge résistive augmente. Afin de respecter les spécifications liées à la robustesse du contrôleur, il convient de régler le contrôleur avec le modèle de commande lié au gain maximal. En effet, si les marges de robustesse sont respectées pour ce point de fonctionnement, elles le seront aussi pour le reste de la zone de fonctionnement où le gain sera inférieur.

Par suite, le modèle de commande est celui correspondant à la valeur de la charge résistive minimale, c'est-à-dire à la puissance maximale. Ainsi, l'échantillonnage de la fonction de transfert du procédé en ce point donne :

$$G_{id}(R_{c1}) = \frac{69.17z^{-1} + 169.7z^{-2} + 36.18z^{-3}}{1 - 0.1877z^{-1} + 0.4285z^{-2} - 0.2709z^{-3}} \quad (5.6)$$

D'autre part, comme observé dans la Figure 5-5 et la Figure 5-7, la dynamique du filtre anti-repliement ($f_c(Fi_{CA}) = 2.86 \text{ kHz}$) n'étant pas significativement plus rapide que celle du procédé ($f_c(G_i) = 1.6 \text{ kHz}$), il est préférable de prendre en compte le filtre dans le modèle de commande. Par conséquent, le modèle de commande est le suivant :

$$G_{id}(R_{c1}) \cdot Fi_{CA} = \frac{22.6z^{-1} + 157z^{-2} + 114z^{-3} + 12.9z^{-4} + 0.235z^{-5}}{1 - 0.0774z^{-1} + 0.412z^{-2} - 0.224z^{-3} - 0.028z^{-4} + 0.00123z^{-5}} \quad (5.7)$$

5.2.6 Réglage du correcteur

Contrairement au modèle de commande du correcteur côté continu (Chapitre 3), le modèle de commande du correcteur de la boucle de courant contient un zéro instable (Figure 5-8). La méthode de réglage du correcteur employée ici ne peut pas être celle de la « poursuite et régulation à objectifs indépendants », car si on inclut le zéro instable du modèle de commande dans le polynôme désiré, le système en BF sera instable. Par conséquent, on utilise ici la méthode de « Placement de pôles avec calibrage de la fonction de sensibilité » [4] où les zéros du procédé ne sont pas compensés/éliminés.

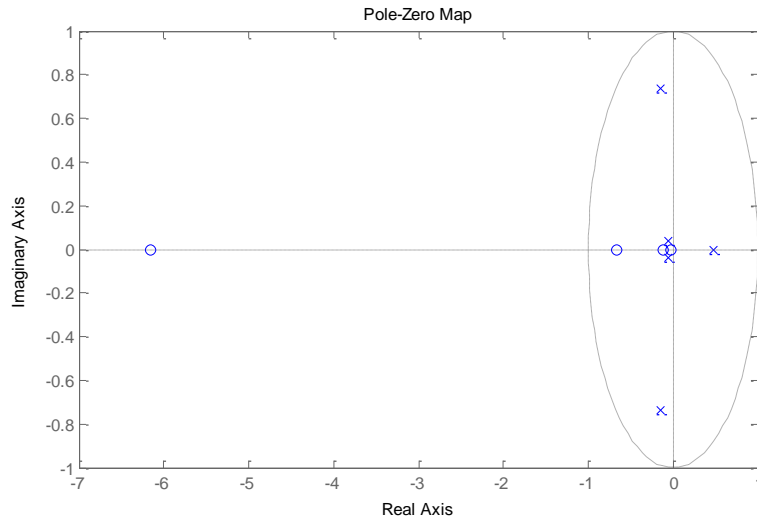


Figure 5-8: Pôles et zéros du modèle de commande de la boucle interne

Comme indiqué dans la section 5.2.2 sur les performances désirées, on spécifie un comportement dynamique désiré du premier ordre avec un temps de réponse de 1 ms.

On obtient avec ces spécifications une marge de module de -4.8 dB et une marge de retard de $4 \times T_{e(CA)}$ (pour un contrôleur robuste, les limites sont de -6 dB et de $1 \times T_e$, voir Chapitre 4). Le contrôleur de la boucle interne est donc considéré comme robuste. Le diagramme de Bode de la fonction de sensibilité S_{yp} est montré sur la Figure 5-9. On constate que le gain maximum est en effet inférieur à 5 dB et que les perturbations à la fréquence de résonnance du procédé sont atténuées.

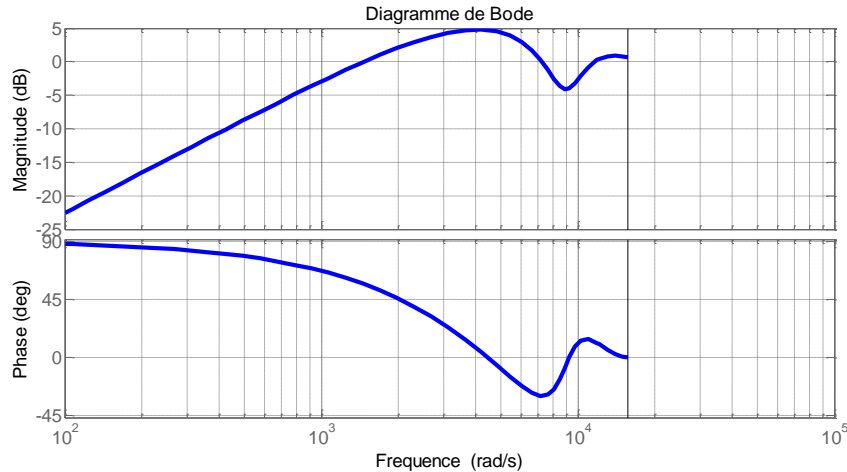


Figure 5-9: Diagramme de Bode de la fonction de sensibilité S_{yp} de la boucle interne

Le réglage de la poursuite ($T_{(i)}$) est important pour la boucle interne, car contrairement aux correcteurs côté CC et à la boucle externe côté CA, la consigne de courant varie à chaque nouveau signal de commande donné par le correcteur de la tension CA, c'est à dire à chaque variation de charge. dans tous les transitoires de tension CA. Il convient que la dynamique d'asservissement ne soit pas plus rapide que celle de régulation, et qu'elle ne soit pas plus lente que celle de régulation de la boucle externe. Par conséquent, on spécifie également une dynamique de type premier ordre avec un temps de réponse de 1 ms pour la poursuite.

Les paramètres des polynômes R , S , T , Am et Bm obtenus sont donnés en Annexe C.

5.3 Conception du contrôleur de la boucle externe

La conception du contrôleur de la boucle externe suit les mêmes étapes que celles réalisées pour la boucle interne. Par conséquent, elles sont décrites plus succinctement dans cette section, mais les résultats principaux sont présentés.

5.3.1 Etude du système

Le modèle analytique ayant pour entrée la référence $i_{d,q}^{ref}$ et pour sortie la tension $V_{d,q}$ inclut la boucle interne, ainsi que la charge R_c (Figure 5-2). Ce modèle inclut donc les polynômes $R_{(i)}$, $S_{(i)}$, $A_{m(i)}$, $B_{m(i)}$ et $T_{(i)}$ du correcteur de la boucle interne (Figure 5-10). La sortie de cette boucle ($i_{d,q}$) est simplement liée à celle de la boucle externe ($V_{d,q}$) par la charge R_c .

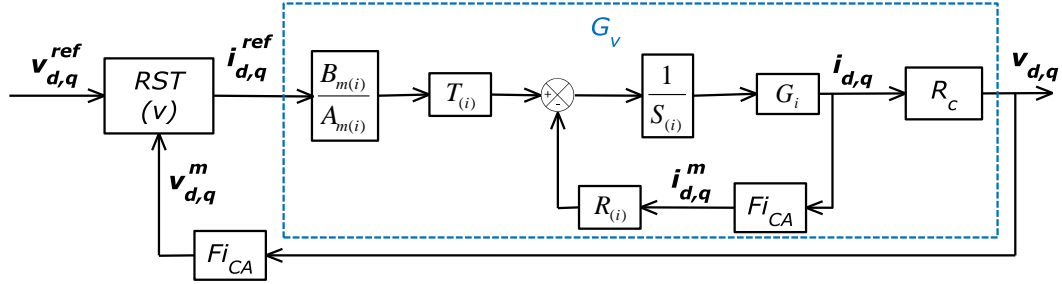


Figure 5-10 : Schéma-bloc du procédé à contrôler dans la boucle externe

En représentant G_i et Fi_{CA} en une fraction de polynômes (équation 5.8), on obtient le modèle du procédé de la boucle externe (équation 5.9) sous la forme de la fonction de transfert G_V .

$$G_i = \frac{B_i}{A_i} ; Fi_{CA} = \frac{B_f}{A_f} \quad (5.8)$$

$$G_V = \frac{T_{(i)} \cdot B_i \cdot A_f \cdot B_{m(i)} \cdot R_c}{(A_f \cdot S_{(i)} \cdot A_i + B_i \cdot R_{(i)} \cdot B_f) \cdot A_{m(i)}} \quad (5.9)$$

A l'instar de la fonction de transfert G_i , seul la charge R_c peut varier parmi les paramètres de G_V , les autres paramètres étant fixés. La Figure 5-11 montre la réponse temporelle de la fonction de transfert G_V à une entrée de type échelon unitaire, pour différentes valeurs de la charge R_c dans la plage de fonctionnement définie (voir section 0).

Contrairement à G_i , le plus grand gain de G_V est obtenu pour la valeur de R_c la plus grande. On remarque aussi que l'amplitude des oscillations à la fréquence de résonance est plus petite pour G_V . La fréquence de résonance est la même, comme on peut le voir dans la Figure 5-12 montrant le diagramme de Bode de G_V .

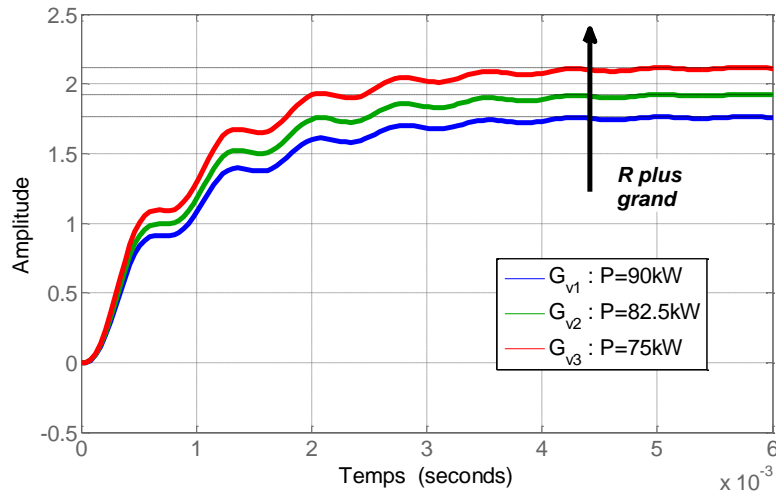


Figure 5-11: Réponse à un échelon unitaire de G_v pour différentes valeurs de la charge R_c

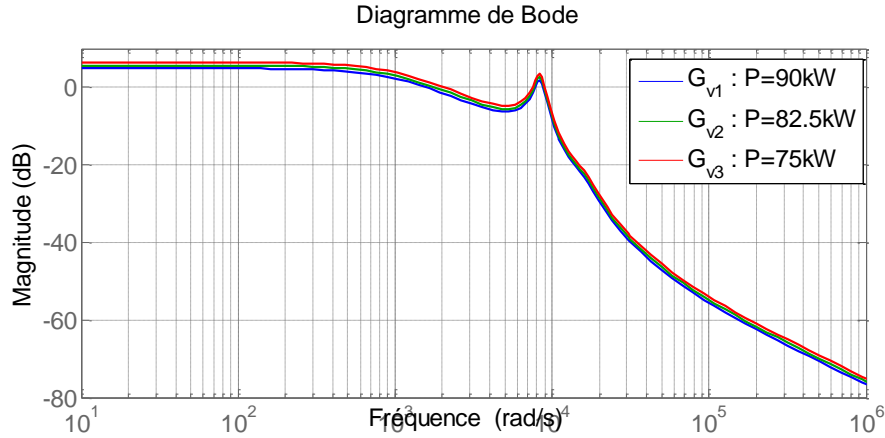


Figure 5-12: Diagramme de Bode de G_v pour différentes valeurs de la charge R_c

5.3.2 Performances souhaitées

L'objectif du contrôleur de la boucle externe est de contrôler les tensions $V_{d,q}$ avec les signaux de référence de la boucle interne de courant $i_{d,q}^{ref}$.

Pour ce qui est des performances dynamiques désirées, comme pour la boucle interne, la priorité est d'amortir les oscillations à la fréquence de résonance. Quant à la rapidité, les signaux de courant et de tension étant directement liés (relation algébrique pour une charge résistive), le temps de réponse souhaité pour chacune des boucles peut être identique. Par conséquent, le temps de réponse à 5% souhaité est également fixé à 1 ms.

Concernant le régime permanent, le régulateur de la boucle externe devra également assurer une erreur statique nulle en réponse à un échelon.

Enfin, d'après l'étude réalisée sur le système à contrôler, le modèle de commande pour la boucle externe est également non stationnaire. Comme pour la boucle interne, le correcteur devra donc être suffisamment robuste pour assurer la stabilité sur toute la zone de fonctionnement, ainsi que la robustesse en stabilité et performances (amortissement des oscillations à la fréquence de résonance du procédé sur toute la zone de fonctionnement).

5.3.3 Fréquence d'échantillonnage et filtre anti-repliement

La fréquence des oscillations du procédé et la dynamique souhaitée en BF étant les mêmes que celles de la boucle interne, la fréquence d'échantillonnage est identique (5 kHz). Aussi, le même filtre anti-repliement est utilisé.

5.3.4 Modèle de commande

Contrairement au modèle de commande de la boucle interne, le gain maximal de G_V est obtenu pour une valeur de R_c maximale (R_{c3}). Le modèle utilisé pour concevoir le correcteur de la boucle externe (équation 5.10) est donc défini pour cette valeur de charge maximale, en modifiant en conséquence les paramètres de la fonction de transfert G_i .

$$G_V(R_{c3}) = \frac{T_{(i)} \cdot \mathbf{B}_3 \cdot A_f \cdot B_{m(i)} \cdot R_{c3}}{A_f \cdot S_{(i)} \cdot \mathbf{A}_3 + \mathbf{B}_3 \cdot R_{(i)} \cdot B_f \cdot A_{m(i)}} \quad (5.10)$$

Le modèle de commande est discrétisé à la fréquence d'échantillonnage sélectionnée, donnant la fonction de transfert discrète $G_{vd}(R_{c3})$. Le filtre anti-repliement Fi_{CA} est également pris en compte dans ce modèle, pour les mêmes raisons énoncées précédemment. Finalement, le modèle de commande utilisé pour la boucle externe est donné par l'équation suivante.

$$G_{vd}(R_{c3}) \cdot Fi_{CA} = \frac{0.0712z^{-2} + 0.503z^{-3} + 0.409z^{-4} + 0.0761z^{-5} + 0.0048z^{-6} + 7.34e-05z^{-7}}{1 - 0.438z^{-1} + 0.056z^{-2} - 0.0024z^{-3}} \quad (5.11)$$

5.3.5 Réglage du correcteur

Le modèle de commande de la boucle externe contenant toujours un zéro instable (Figure 5-13), la même méthode de réglage que celle pour le correcteur de la boucle interne est utilisée. Les spécifications en terme de pôles dominants de la boucle externe sont les mêmes que celles de la boucle de courant (pôle correspondant à un 1^{er} ordre avec un temps de réponse à 5% de 1 ms).

Dans le cas de la boucle externe, les performances spécifiées pour la poursuite n'ont pas d'influence sur le cas d'étude traité dans cette thèse, puisque la phase d'initialisation n'est pas étudiée et qu'après cette phase les consignes de tension sont constantes. Par suite, les spécifications de la poursuite sont réglées par défaut, c'est-à-dire pour qu'elles soient les mêmes que celles de la régulation (réponse de type 1^{er} ordre avec un temps de réponse de 1 ms).

5.3 - Conception du contrôleur de la boucle externe

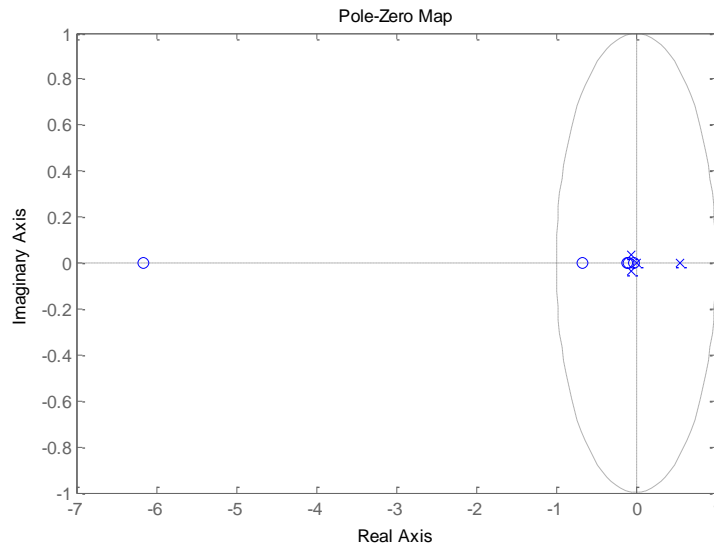


Figure 5-13: Pôles et zéros du modèle de commande de la boucle externe

Le réglage conduit à une marge de module de -5.1 dB et une marge de retard de $3.7 \times T_{e(CA)}$, assurant la robustesse du correcteur.

Le diagramme de Bode de la fonction de sensibilité est montré sur la Figure 5-14. Comme pour la boucle interne, on constate sur cette figure que les perturbations sont atténuées à la fréquence de résonance.

Les paramètres du régulateur sont donnés en annexe C.

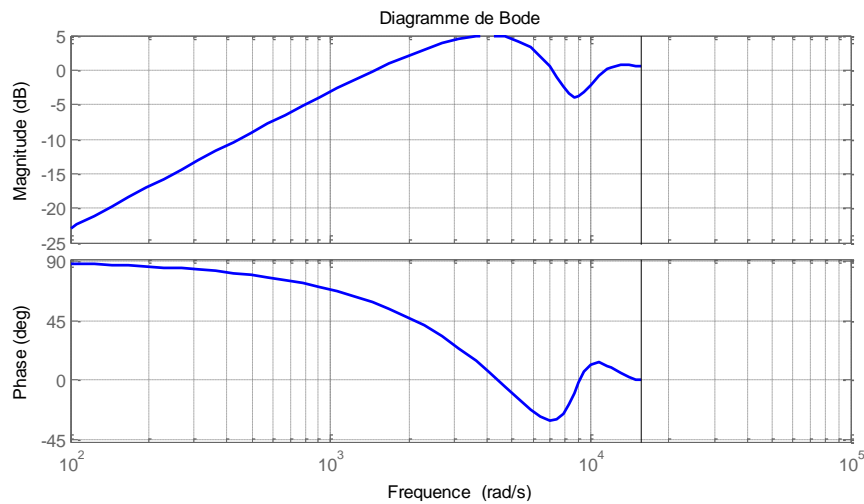


Figure 5-14: Diagramme de Bode de la fonction de sensibilité S_{yp} de la boucle externe

5.4 Résultats obtenus en simulation

5.4.1 Conditions de test

La configuration du MR choisi pour tester la stratégie de régulation est celle définie dans le Chapitre 3. Elle est composée de deux charges (Ch_1 et Ch_2) séparées par des impédances (Z_1 et Z_2) représentant les lignes de distribution (Figure 5-15).

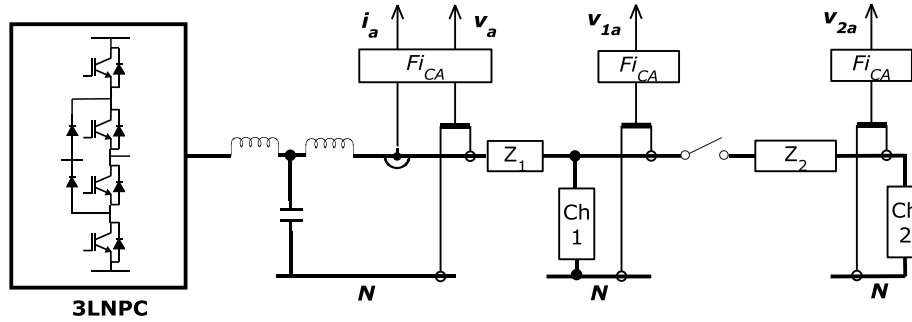


Figure 5-15: Schéma de la configuration du MR représenté pour une des trois phases

La première charge $Ch1$ est purement résistive, de puissance 75kW. Afin de tester la stratégie de contrôle face à une charge plus réaliste contenant une impédance réactive, la deuxième charge $Ch2$ est caractérisée par une puissance active de 15kW et une puissance réactive de 11.25 kVar ($\cos \varphi = 0.8$). Cette deuxième charge est connectée et déconnectée au MR par le biais de commutateurs statiques. Ces variations de charge, sont réalisées aux mêmes instants que ceux réalisés pour les tests de la stratégie de contrôle du côté CC (Chapitre 4). La charge $Ch2$ est déconnectée à 150 s, puis connectée à 200 s (Figure 5-16).

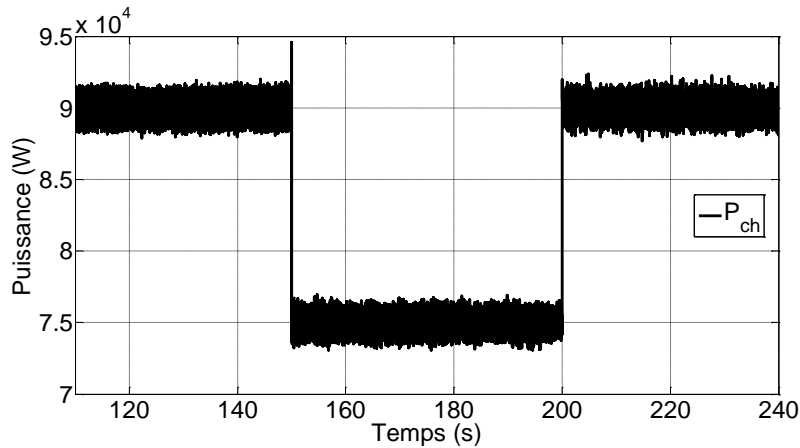


Figure 5-16: Variation de la puissance de la charge P_{ch} mesurée en sortie du filtre LCL

5.4.2 Résultats

La Figure 5-17 montre l'évolution des composantes d et q des tensions mesurées en sortie du filtre LCL. On remarque qu'elles sont maintenues à leurs références durant la totalité de l'essai.

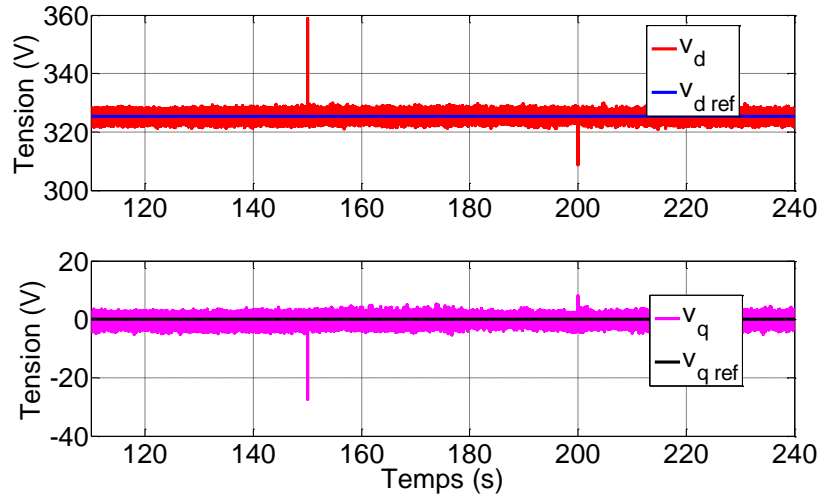


Figure 5-17: Visualisation des composantes d et q de la tension CA et de leur références

Les pics observés sur V_d ont lieu à 150 s puis 200 s, instants correspondant aux variations de charge du MR. Les transitoires sont montrés en détails sur la Figure 5-18. Pour le premier pas de charge, le temps de réponse à 5% observé est 3 ms, soit légèrement supérieur au temps de réponse spécifié par le contrôleur (1 ms). Cette différence s'explique par le point de fonctionnement initial ($P_{ch}=90$ kW) qui est différent de celui du modèle de commande utilisé pour concevoir le correcteur de la boucle externe ($P_{ch}=75$ kW), et par le fait que ce point de fonctionnement change pendant tout le transitoire, et est donc aussi différent de celui du modèle de commande de la boucle interne.

Lors de la connexion de la deuxième charge à 200 s, le temps de réponse observé est encore plus important, soit 6 ms. Ce temps de réponse supérieur au temps spécifié pour les performances du contrôleur est également lié au changement de point de fonctionnement par rapport aux modèles de commande des deux boucles, mais aussi au caractère inductif de la deuxième charge. En effet, le procédé est alors différent du modèle de commande utilisé qui suppose une charge uniquement résistive. La robustesse du contrôleur, assurée lors de sa conception, permet néanmoins d'obtenir une réponse stable, malgré ces variations sur le point de fonctionnement et sur le procédé.

On remarque également que dans ce deuxième cas, l'amplitude du pic observé sur V_d est de 16.5 Vrms, plus faible que dans le premier cas (33.6 Vrms).

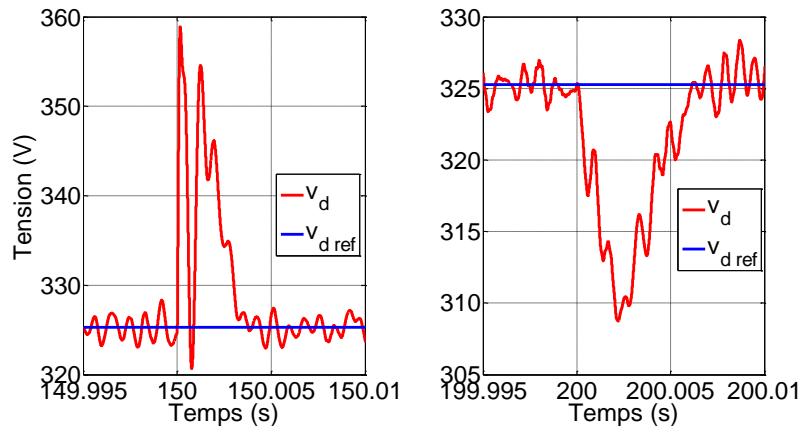


Figure 5-18: Evolution de la composante d de la tension CA lors de variations de charges

Une analyse fréquentielle a été réalisée sur un échantillon de V_d (correspondant à 1 s) afin d'identifier les fréquences du bruit observé. Comme le montre la Figure 5-19, la majorité des perturbations sont réparties entre 200 et 1400 Hz. Ceci correspond à la bande fréquentielle du diagramme de Bode de la fonction Syp de la boucle externe (Figure 5-14) dont l'amplitude est amplifiée (au-dessus de 0 dB). Néanmoins, on remarque que l'objectif du contrôleur d'atténuer les perturbations autour de la fréquence de résonance du filtre LCL (1510 Hz) est bien atteint.

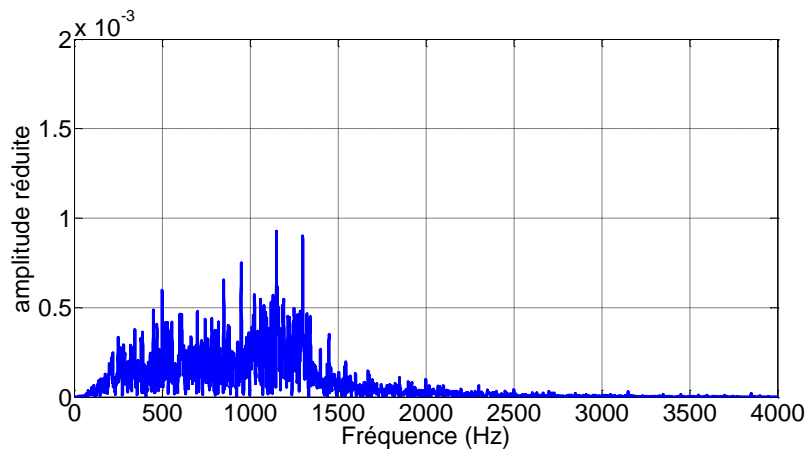


Figure 5-19: Analyse fréquentielle des perturbations observées sur V_d

Le plus grand pic observé sur V_d (à 150 s, Figure 5-18) est également visible sur les tensions phases-neutre mesurées (Figure 5-20). On remarque que son amplitude est relativement faible et que la perturbation semble totalement corrigée en 3 ms.

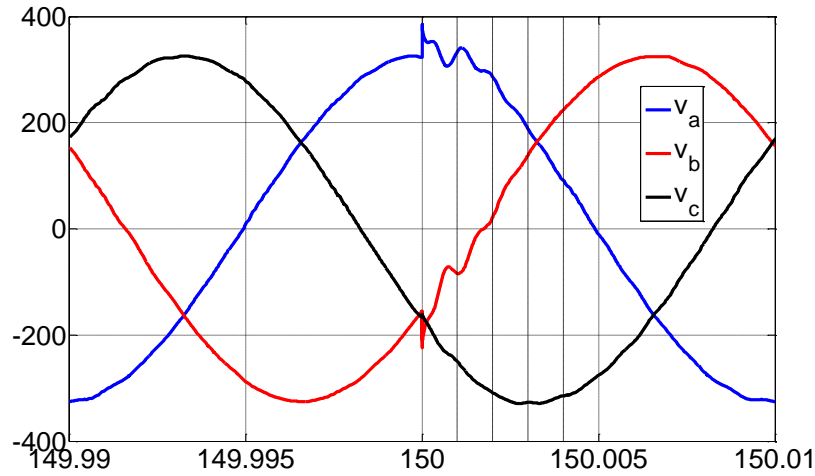


Figure 5-20: Evolution de la tension phase-neutre mesurée en sortie du filtre LCL

Comme le montre la Figure 5-21, les mêmes performances dynamiques observées sur V_d lors du premier pas de charge sont visibles sur V_q . Cependant, lors de la connexion de la deuxième charge, le temps de réponse à 5% observé sur V_q est encore plus long (9 ms) que celui observé sur V_d (5 ms). Cet écart souligne l'effet de la charge inductive qui introduit un retard plus important sur le composante q de la tension.

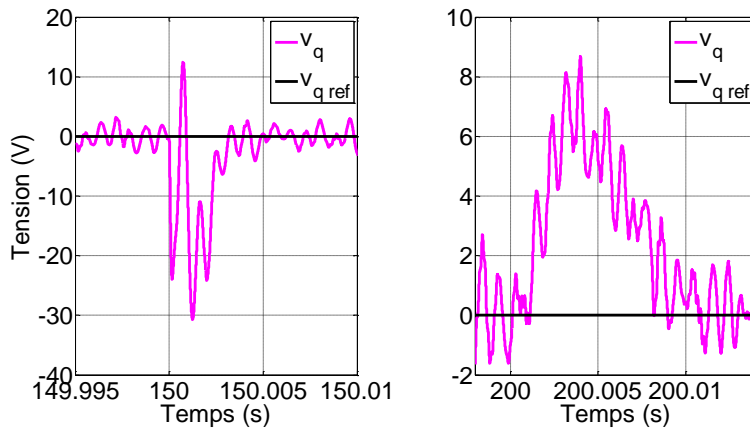


Figure 5-21: Evolution de la composante q de la tension CA lors de variations de charges

Les variations des composantes d et q des courants mesurés après le filtre LCL sont montrées sur la Figure 5-22. Elles suivent leurs références données par le correcteur de la tension (voir Figure 5-2). La référence $i_{d,ref}$ diminue selon la puissance active consommée par les charges du MR. La référence $i_{q,ref}$ est nulle lorsque la puissance réactive consommée par les charges est nulle, et négative lorsque la charge inductive est connecté au MR.

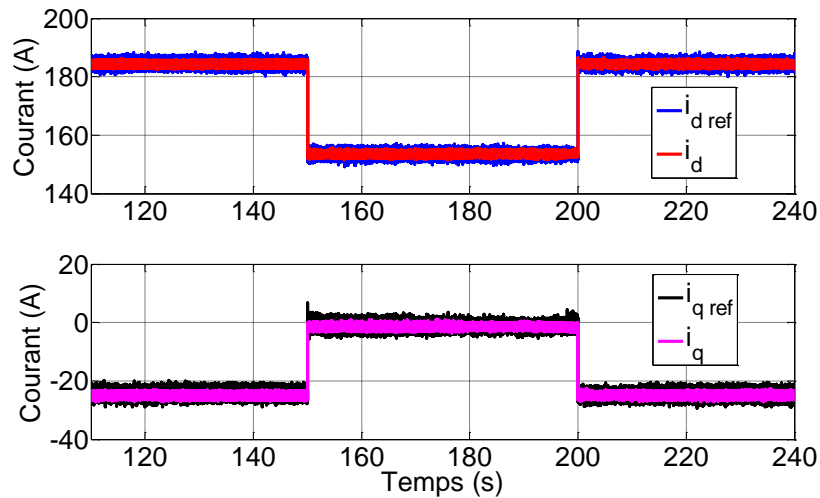


Figure 5-22: Visualisation des composantes d et q du courant CA et de leur références

La Figure 5-23 montre en détail la variation de la composante d du courant et de sa référence lors des changements de charges. On remarque que i_d suit très rapidement la référence $i_{d,ref}$ donnée par le correcteur de tension. Comme souligné précédemment, le temps de réponse observé sur la tension est plus long lors du deuxième pas de charge, impliquant une variation du courant plus longue à cause de la dynamique de sa référence donnée par le correcteur de la tension.

Les mêmes observations peuvent être réalisées sur le composant q du courant, montré sur la Figure 5-24. L'évolution du courant mesuré sur chaque phase (a,b,c) est également montré sur la Figure 5-25.

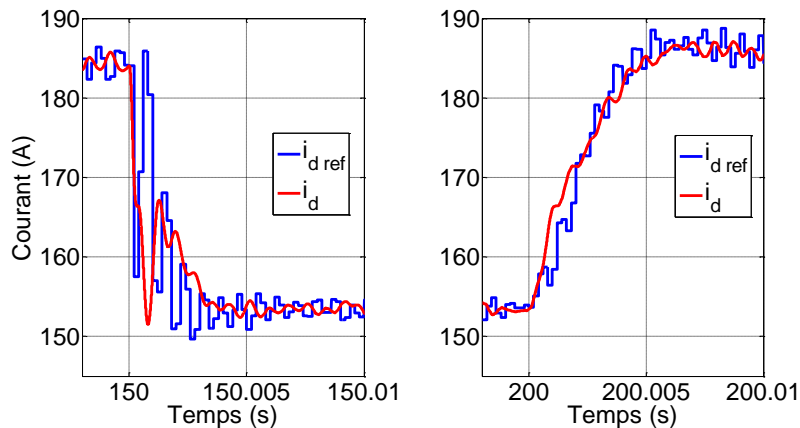


Figure 5-23: Evolution de la composante d du courant CA lors de variations de charges

5.4 - Résultats obtenus en simulation

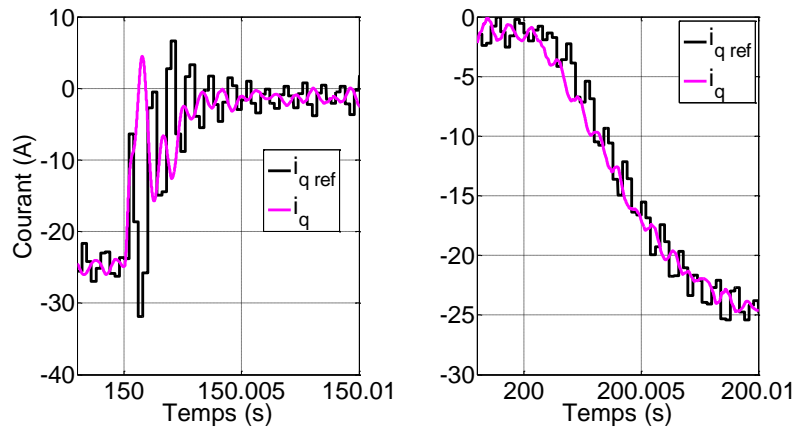


Figure 5-24: Evolution de la composante q du courant CA lors de variations de charges

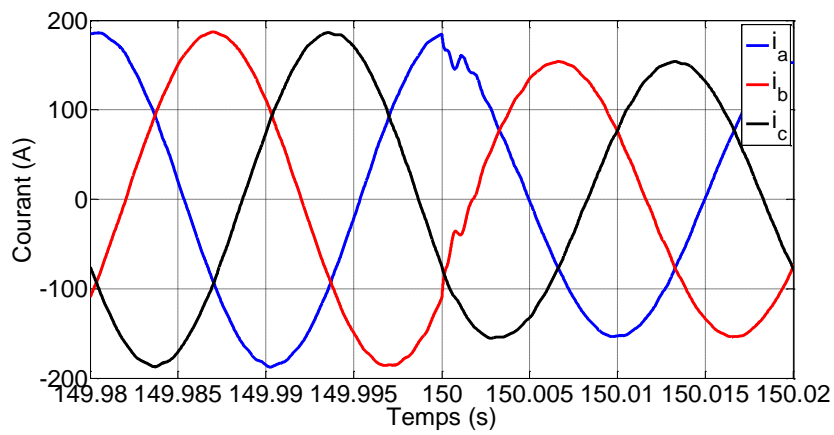


Figure 5-25: Evolution du courant mesuré en sortie du filtre LCL

Les tensions mesurées aux bornes de la première charge sont montrées sur la Figure 5-26. A cause de l'impédance Z_1 , l'amplitude de la tension mesurée est légèrement plus faible.

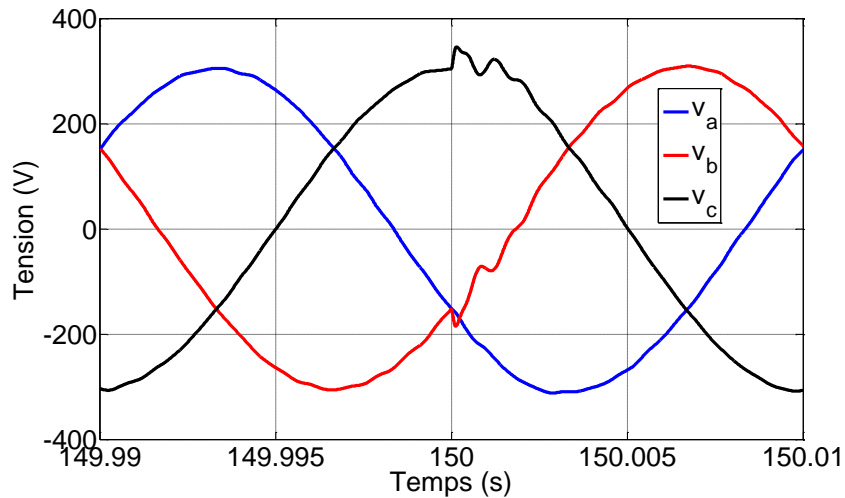


Figure 5-26: Tensions phases-neutre V1 mesurée au niveau de la première charge

La tension mesurée au niveau de la deuxième charge (voir Figure 5-15) est montrée sur la Figure 5-27. Cette charge étant connecté loin de la source, l'impédance des lignes, en particulier leur résistances, est importante (voir Chapitre 3). Pour cette raison, l'amplitude de la tension est plus faible. La valeur crête mesurée est de 304 V, au lieu des 325 V spécifié par la référence de la régulation de la tension. Cette atténuation représente 93.5% de la valeur nominale. La norme européenne sur les réseaux publics [5] spécifient que la tension en régime permanent ne doit pas dépasser + ou – 10% de sa valeur nominale. La tension fournie à la deuxième charge est donc acceptable.

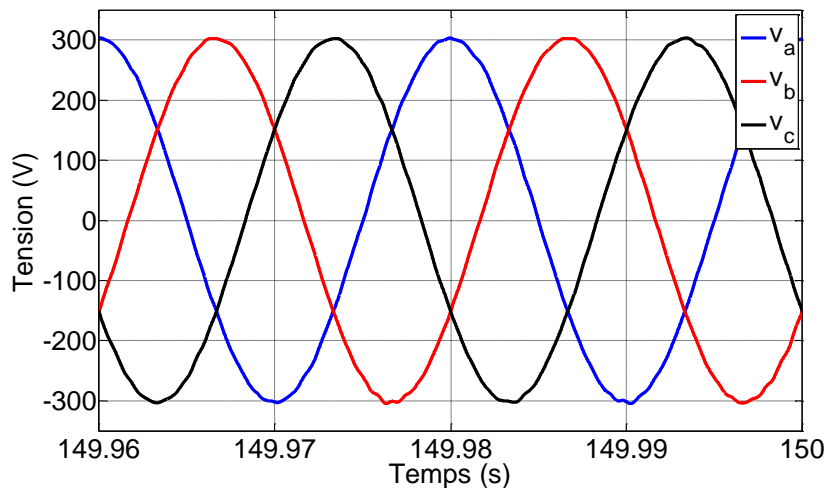


Figure 5-27: Tensions phases-neutre V2 mesurée au niveau de la deuxième charge

5.5 Résultats expérimentaux à puissance réduite

5.5.1 Conditions de test

La configuration du système expérimental a été présentée dans le Chapitre 4. Pour des raisons liés au temps et aux équipements existants au laboratoire, seulement des essais avec un pas de charge résistif équilibré ont été réalisés expérimentalement. Les câbles reliant le prototype du convertisseur 3LNPC étant déjà de longueur relativement grande (une dizaine de mètre), aucune impédance de ligne n'a été ajoutée pour représenter le réseau de distribution.

Comme présenté dans le Chapitre 4, la connexion de la deuxième charge au MR expérimental est réalisée par le biais d'un contacteur commandé par le système HIL. Cette connexion mécanique introduit un certain retard (environ 100 ms), et la visualisation des effets des variations de charges sur les courants et tensions est donc retardée.

5.5.2 Modifications des correcteurs pour les tests expérimentaux

Pour les essais expérimentaux, les paramètres des modèles de commandes sont différents. En effet, comme les essais sont réalisés à puissance réduite, les valeurs de la charge R_c , ainsi que les paramètres du filtre LCL (voir Chapitre 3) ne sont plus les mêmes.

Néanmoins, les performances désirées ainsi que la fréquence d'échantillonnage (et le filtre anti-repliement associé) sont identiques à ceux définis pour les simulations, à l'exception des performances dynamique du correcteur de la boucle externe. En effet, les contraintes expérimentales et l'utilisation d'un système HIL introduisant des retards plus importants qu'en simulation ne permet pas de spécifier un temps de réponse pour la boucle externe aussi rapide que la boucle interne. Pour cette raison, le temps de réponse à 5% souhaité en BF est de 2 ms pour la boucle externe. Les conditions à respecter pour le choix de la fréquence d'échantillonnage sont toujours valables (elle est égale à 20 fois la fréquence de la bande passante en boucle fermée). Les performances dynamiques désirées de la boucle interne restent les mêmes qu'en simulation, c'est-à-dire un comportement du 1^{er} ordre avec un temps de réponse de 1 ms.

Les principaux résultats obtenus lors de la conception de la commande pour les tests expérimentaux sont donnés en Annexe C.

5.5.3 Résultats

La Figure 5-28 montre l'évolution des composants d et q de la tension lors de l'essai expérimental. Comparée aux simulations, le bruit mesuré sur la tension est importante. L'amplitude des oscillations « pic à pic » est de 20 V pour V_d et 40 V pour V_q . Néanmoins, la tension est maintenue à sa valeur de référence durant la totalité de l'essai.

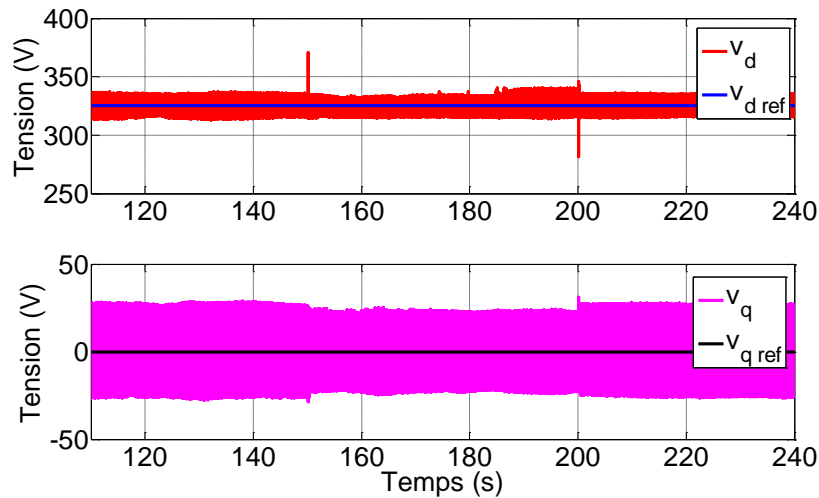


Figure 5-28: Evolution des composantes d et q de la tension CA et de leur références lors de l'essai expérimental

Les transitoires liés aux pics observés sur V_d lors des variations de charges sont montrés sur la Figure 5-29. Après les perturbations provoquées par les pas de charge, V_d retrouve sa valeur de référence au bout d'environ 5 ms. Comme dans le cas de la simulation, ce temps est légèrement supérieur au temps de réponse spécifié par le contrôleur (2 ms, section 5.5.2), à cause du changement de point de fonctionnement.

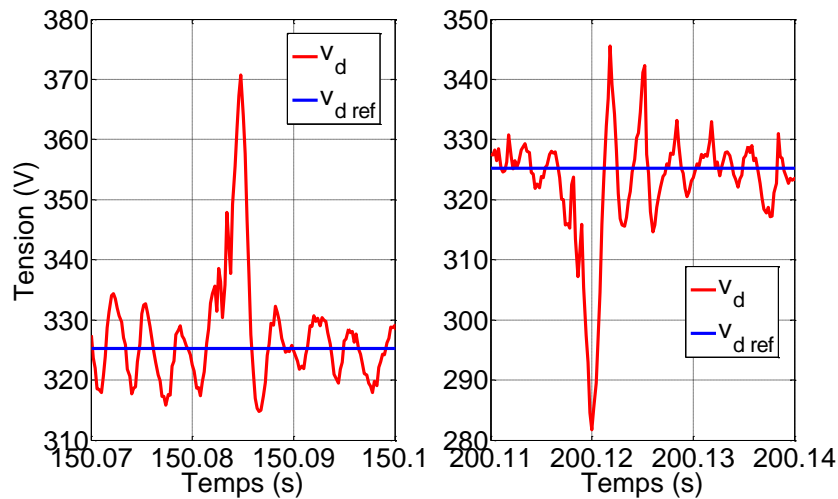


Figure 5-29: Evolution de la composante d de la tension CA lors de variations de charges

Les composants d et q du courant, montrés sur la Figure 5-30, suivent leur références respectives. Ces références, données par la boucle de régulation de la tension, étant oscillantes avec une amplitude importante, l'amplitude pic à pic des courants d et q est d'autant plus importante. Elle est mesurée à 0.3 A pour i_d et à un maximum de 0.7 A pour i_q .

5.5 - Résultats expérimentaux à puissance réduite

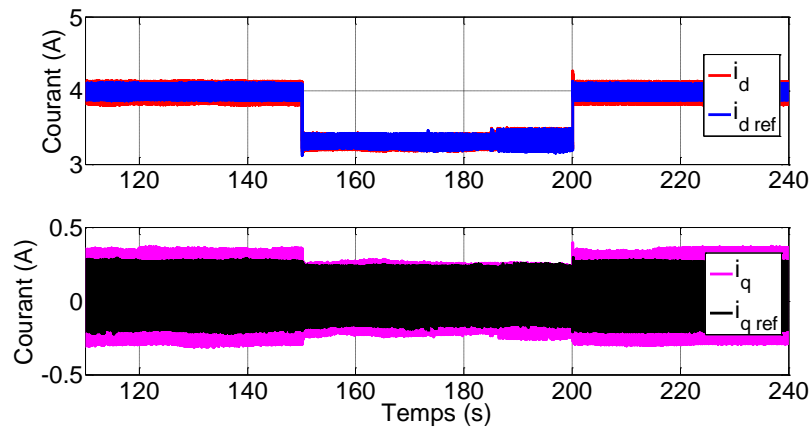


Figure 5-30: Evolution des composants d et q du courant CA et de leur références lors de l'essai expérimental

Comme pour la simulation, on remarque sur la Figure 5-31 que le composant d du courant suit rapidement sa référence lors des variations de charge.

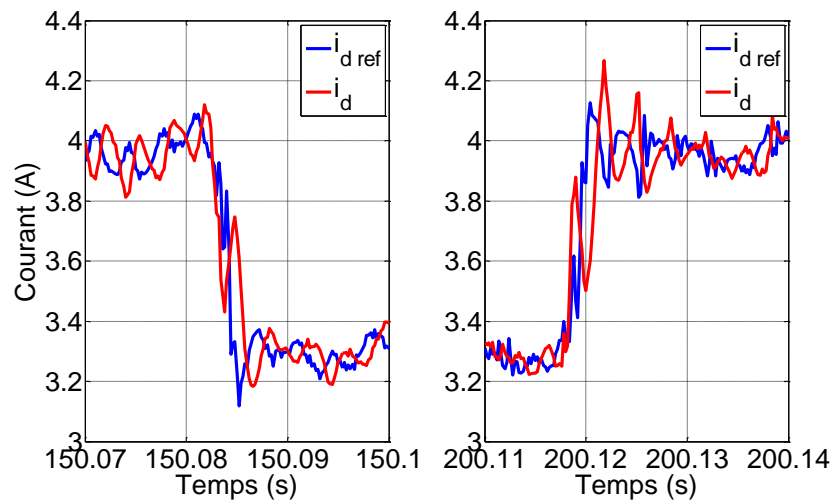


Figure 5-31: Evolution de la composante d du courant CA lors de variations de charges

La tension phase neutre mesurée en sortie du filtre LCL est montrée sur la Figure 5-32 pour une période. Comme pressenti par le niveau de bruit observé sur V_d et V_q , la tension mesurée sur chaque phase est distordue.

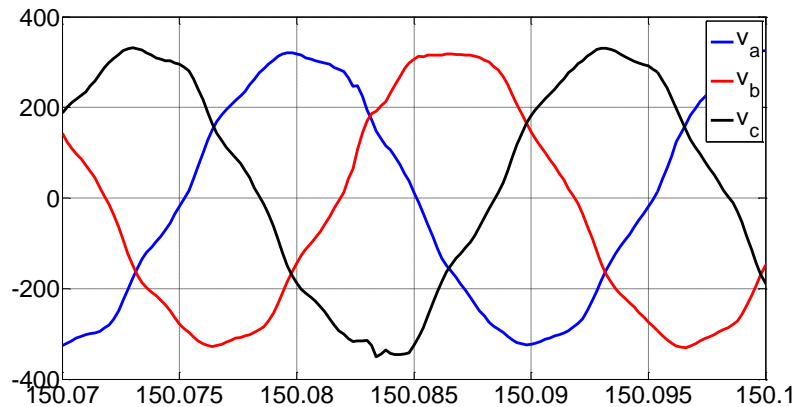


Figure 5-32: Evolution de la tension phase-neutre mesurée en sortie du filtre LCL lors du 1^{er} pas de charge

Une analyse fréquentielle est réalisée sur la phase « a » de la tension afin d'évaluer l'origine de ce bruit. Comme le montre la Figure 5-33, le bruit se retrouve principalement dans les harmoniques de rang 5 et 7 de la fréquence du réseau. Dans cette figure, l'amplitude du fondamental et de ses harmoniques est réduite en la divisant par la valeur de référence de la tension (325 Vrms).

Le « taux individuel », rapport de la valeur efficace de l'amplitude de l'harmonique de rang n à celle du fondamental, est de 2.3% pour le rang 5 et de 4.1% pour le rang 7. La norme internationale « CEI 61000-2-2 » sur les réseaux de distribution basse tension [6] spécifie que l'harmonique de rang 5 ne doit pas dépasser 6% du fondamental, et celui de rang 7 ne doit pas dépasser 5%. Cette norme étant respectée, on peut considérer que la régulation de la tension réalisée est compatible avec les réseaux publics basse tension.

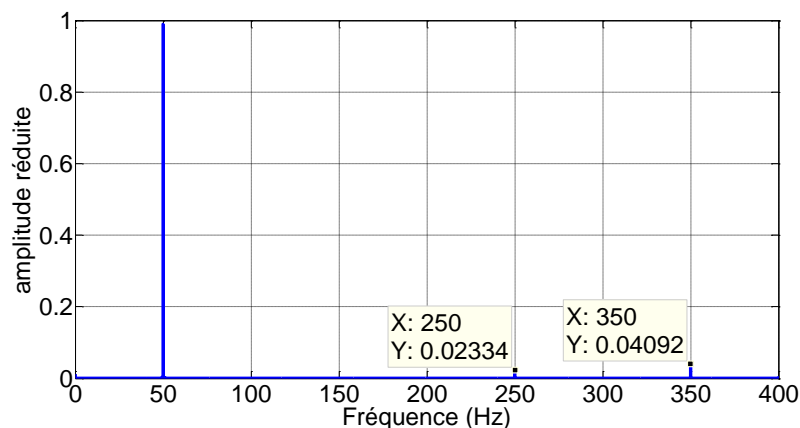


Figure 5-33: Amplitude des harmoniques de la fréquence du réseau en fonction de son fondamental

5.6 Conclusion

Dans le but de réguler la tension du MR rural isolé à travers un convertisseur 3LNPC, une stratégie de commande basée sur deux boucles de régulation a été conçue dans ce chapitre. Les différentes étapes permettant la conception des contrôleurs, de l'étude du système au réglage du correcteur, ont été décrites.

Les résultats obtenus en simulation sont proches des spécifications définies. Les petites différences observées peuvent s'expliquer par le caractère non-stationnaire du procédé à contrôler.

Les essais expérimentaux obtenus lors d'essais réalisés à une échelle réduite ont également prouvés le bon fonctionnement des correcteurs conçus, malgré un niveau de bruit plus important. La tension générée par le prototype du convertisseur 3LNPC présente un niveau d'harmonique compatible avec les normes des réseaux électriques publics.

Références

- [1] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, vol. 48, no. 3, pp. 716–727, 1929.
- [2] A. Etxeberria, I. Vechiu, S. Baudoin, H. Camblong, and J.-M. Vinassa, "Control of a hybrid Energy Storage System using a three level neutral point clamped converter," *IECON 2012 - 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 3400–3405, 2012.
- [3] I. D. Landau and G. Zito, *Digital control systems: design, identification and implementation*. Springer, 2006.
- [4] I. D. Landau, *Identification et commande des systèmes*, 2nd ed. 1993.
- [5] "Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks, CENELEC Standard EN 50160," 2010.
- [6] Schneider Electric, "Cahier technique n ° 152 Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués , et leur traitement," *Schneider Electr.*, 1999.

Conclusions et perspectives

Contenu

Chapitre 6	123
6.1 Conclusions.....	123
6.2 Perspectives.....	126
6.3 Publications.....	127

Dans ce chapitre, dans un premier temps, les principales conclusions de la thèse sont résumées et les contributions les plus importantes sont soulignées.

Dans un second temps, des études de recherche à venir permettant de continuer à améliorer les solutions proposées dans cette thèse doctorale sont listées.

Enfin, la liste d'articles dans lesquels ont été publiés une partie des résultats présentés dans cette thèse est donnée à la fin de ce dernier chapitre.

6.1 Conclusions

Les piles à combustible SOFC exploitant le biogaz sont parmi les alternatives énergétiques actuelles les plus prometteuses pour l'électrification rurale grâce à leurs efficacités et à leurs incidences favorables sur le plan de l'environnement. Associée à une MT, ce type de PAC a un grand potentiel pour devenir la technologie propre la plus efficace pour convertir le biogaz en énergie électrique, car ce système hybride SOFC/MT est le système ayant le rendement électrique le plus important parmi les systèmes de cogénération.

Le travail de recherche présenté dans cette thèse est une contribution à l'analyse et la maîtrise du fonctionnement optimal d'un système SOFC/MT dans un contexte de MR rural isolé. Son principal atout est sa capacité de convertir le biogaz en électricité avec un très bon rendement électrique. L'étude présentée dans l'introduction de cette thèse montre que le biogaz est une ressource d'énergie renouvelable qui peut jouer un rôle très important dans l'électrification rurale et surtout à la stabilité des MRs ruraux isolés. En effet, le gaz peut être facilement stocké rendant l'énergie produite à partir du biogaz plus prévisible que

la plupart des autres énergies renouvelables, souvent issues de ressources stochastiques. Un état de l'art sur les différents moyens de conversion du biogaz en électricité a permis de souligner leur faible rendement électrique. Une pile à combustible de type SOFC exploitant directement le biogaz comme carburant, présente l'avantage principal d'avoir un rendement électrique important. Associé à une MT permettant la combustion des gaz n'ayant pas réagi dans la SOFC, ce système hybride pourrait atteindre des rendements électriques de plus de 70%.

La configuration du système SOFC/MT sélectionnée a été décrite dans le Chapitre 2. Afin d'étudier le potentiel et le fonctionnement d'un système hybride SOFC/MT dans un contexte MR électrique rural, ce type de système a été d'abord modélisé en attachant une importance particulière aux éléments ayant un impact direct sur la dynamique électrique. Le système SOFC/MT a été choisi comme source principale d'un MR rural isolé afin de focaliser l'étude sur le fonctionnement du système hybride, dont l'objectif principal est d'assurer l'équilibre production/consommation, tout en conservant son rendement électrique élevé.

Comme indiqué dans la littérature, les performances et la durée de vie de la SOFC sont détériorées à charge partielle. Au contraire, la MT garde un rendement élevé même quand sa charge est la moitié de sa puissance nominale. Selon ces constats et afin de préserver un meilleur rendement, la stratégie adoptée permet d'utiliser la MT pour répondre aux variations de charges du MR tout en gardant la SOFC à sa puissance nominale. Comme la puissance de la SOFC est fixée, le modèle du système réalisé assume que sa température de fonctionnement est constante ce qui résume les phénomènes d'interaction entre la SOFC et la MT à représenter, car seuls les effets de la MT sur la SOFC, provoqués par des variations de vitesse et de débits d'airs consommés, ont un impact sur la dynamique du système hybride.

Afin de caractériser le cas d'étude du système SOFC/MT, un état de l'art sur les MR ruraux existants a été réalisé dans le Chapitre 3. Typiquement, un village de type européen consomme une puissance moyenne d'une centaine de kilowatts. Cet ordre de puissance correspondant également aux projets de méthanisations agricoles, il a été choisi pour la puissance nominale du système SOFC/MT. Les autres caractéristiques d'un MR rural, comme la longueur et les impédances des lignes du réseau de distribution, ont été sélectionnés sur la base d'un village rural européen.

Comme identifié sur des données expérimentales dans le Chapitre 2, la réponse d'une MT à une variation de charge est relativement longue. Celle-ci devant répondre rapidement aux variations de charges du MR, un module de SCs a été dimensionné afin de combler le temps de réponse de la MT. Toujours dans le but de conserver un rendement électrique important, une attention particulière a été portée au dimensionnement des autres éléments du système SOFC/MT présentés dans le Chapitre 3. En plus de ce dimensionnement, une des principales contributions de cette thèse est sans doute l'utilisation d'un onduleur unique de type 3LNPC équipé d'une stratégie de commande originale capable de réaliser à la fois la gestion des deux sources et d'assurer les contraintes standards du réseau CA isolé.

L'objectif global de la stratégie de commande proposé pour piloter le système SOFC/MT étudié a été double. Le premier objectif a consisté à maintenir la puissance de la SOFC à sa valeur nominale, afin d'optimiser les performances du système, comme expliqué précédemment. Cet objectif a été atteint grâce une stratégie de modulation adaptée à l'onduleur 3LNPC qui consiste à ajouter un offset aux signaux de modulations afin de contrôler la division de courants des deux bus à CC de l'onduleur. Le MR rural étudié étant isolé, le second objectif a été de fixer la tension et la fréquence du MR. La commande des grandeurs du coté CA de l'onduleur 3LNPC a été réalisé via l'index de modulation. Ainsi, la démarche adoptée pour la gestion du système hybride SOFC/MT dans un contexte MR rural isolé a permis le découplage de ces deux objectifs tout en utilisant une seule interface d'électronique de puissance.

Les différentes étapes permettant la conception du régulateur de la puissance de la SOFC ont été décrites dans le Chapitre 4. La relation liant la puissance de la SOFC à l'offset étant complexe et non linéaire, le modèle de commande a été obtenue par identification. Une perturbation créée par l'injection de la 3^{ème} harmonique dans la méthode de modulation a notamment pu être identifiée pour être atténuée avec le correcteur. Le procédé étant non-linéaire et identifié dans un certain point de fonctionnement, une attention particulière a été attachée à la robustesse du correcteur RST utilisé pour réguler la puissance de la SOFC. Les performances de la stratégie de commande du système SOFC/MT ont été évaluées positivement en simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink/OPAL-RT, puis expérimentalement à puissance réduite grâce à l'émulateur SOFC/MT intégrant la plateforme expérimentale MR du laboratoire ESTIA-Recherche. Basé sur des amplificateurs de puissance et la technologie HIL, cet émulateur utilisant un facteur d'échelle de courant est une autre contribution importante liée à ce travail de thèse.

La stratégie de commande utilisée pour assurer le niveau de tension et de fréquence du MR a été détaillée dans le Chapitre 5. Elle consiste en une double régulation en cascade. La boucle interne contrôle le courant à une valeur de référence donnée par la boucle externe qui régule la tension du MR à sa valeur de référence. Le procédé des deux boucles est non-stationnaire. Il dépend en effet de la charge du MR. Les modèles de commande des correcteurs de type RST de ces deux boucles ont été obtenus analytiquement, en prenant en compte le filtre LCL et la charge du coté réseau CA, et en choisissant à chaque fois le point de fonctionnement donnant le plus grand gain. Ainsi, les correcteurs conçus avec ces modèles de commande disposent, grâce à une méthode de conception adaptée basée sur le calibrage de la fonction de sensibilité, d'une plus grande robustesse, permettant d'assurer la robustesse en stabilité du système dans tous les points de fonctionnement. Bien que des bruits d'une amplitude relativement importante aient été observés dans les résultats expérimentaux, les analyses FFT réalisées montrent que la forme d'onde des signaux à CA respecte les normes concernant les réseaux de distribution. Les démarches de synthèse des correcteurs, ainsi que l'évaluation des performances de ces correcteurs en simulation et expérimentalement peuvent être également soulignés comme étant un apport de cette thèse.

6.2 Perspectives

Quelques champs d'investigation pour les travaux à venir sont présentés ci-après :

- **Modélisation** : pour de futurs travaux, il serait intéressant de prendre en compte les variations de températures et ses effets sur la SOFC, afin de pouvoir notamment étudier le démarrage et l'arrêt du système SOFC/MT. Ceci permettra également d'étudier le comportement du système lorsque le MR rural comporte une charge totale inférieure à la limite imposée lors du dimensionnement (75 kW).
- **Etat de charge du module de SC** : Dans le cas où la charge est différente de la plage de fonctionnement optimal défini dans la thèse, il faudra surveiller l'état de charge du module de SC. Pour contrôler son état de charge, il est possible d'exploiter un degré de liberté qui n'a pas été utilisé dans la thèse : la référence de la commande de la MT. Il suffirait par exemple d'augmenter cette référence dans le cas où le module de SC serait presque déchargé.
- **MR étudié** : avec l'étude présentée dans cette thèse, le contexte MR rural a été simplifié au maximum afin de se focaliser sur le système hybride SOFC/MT. Pour la suite de cette étude, il convient d'adopter le cas d'étude d'un MR réel contenant plusieurs autres sources d'énergie, ainsi que la capacité du MR de fonctionner en îlotage ou connecté à un réseau principal.
- **Charges du MR** : comme un MR est un réseau faible, il serait intéressant d'évaluer le fonctionnement du système SOFC/MT en condition de déséquilibre de charge, et d'adapter la stratégie de commande du convertisseur 3LNPC afin qu'elle soit capable de traiter ce type de perturbation.
- **Test expérimentaux** : vu le niveau de bruit obtenu sur les résultats expérimentaux, il conviendra dans les tests à venir de revoir l'environnement d'essais pour isoler, voir éliminer, la source de ce bruit.
- **Instrumentation** : des filtres anti-repliement du 2nd ordre ont été associés à la discrétisation des mesures côté CC et CA. Un filtre anti repliement du 4^{ème} ordre pourrait améliorer le filtrage et ainsi la performance des commandes associées.
- **Commande CA**: le modèle de commande utilisé prend en compte uniquement le filtre LCL et une charge résistive du MR. En réalité, les charges sont également inductives. De plus, d'autres composants du MR expérimental n'ont pas été pris en compte dans ce modèle obtenu analytiquement. Par suite, à l'instar de la commande CC, les modèles de

commandes CA pourraient être obtenues par identification du procédé, en permettant la conception de correcteurs plus performants.

6.3 Publications

- S. Baudoin, I. Vechiu, and H. Camblong, “A review of voltage and frequency control strategies for islanded microgrid,” in System Theory, Control and Computing (ICSTCC), 2012 16th International Conference on, pp. 1–5, 2012.
- A. Etxeberria, I. Vechiu, S. Baudoin, H. Camblong, and J.-M. Vinassa, “Control of a hybrid Energy Storage System using a three level neutral point clamped converter,” IECON 2012 - 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., pp. 3400–3405, 2012.
- I. Vechiu, A. Etxeberria, H. Camblong, S. Baudoin, and S. Kreckelbergh, “Hybrid energy storage system with unique power electronic interface for microgrids,” in 2013 4th IEEE/PES Innovative Smart Grid Technologies Europe, ISGT Europe 2013, pp. 1–5, 2013.
- S. Baudoin, I. Vechiu, H. Camblong, J.-M. Vinassa, L. Barelli. “Analyse et validation d'un émulateur de système hybride SOFC/GT au biogaz”, Symposium de Génie Électrique 2014, Jul 2014.
- A. Etxeberria, I. Vechiu, S. Baudoin, H. Camblong, and S. Kreckelbergh, “Control of a Vanadium Redox Battery and supercapacitor using a Three-Level Neutral Point Clamped converter,” J. Power Sources, vol. 248, pp. 1170–1176, Feb. 2014.
- S. Baudoin, I. Vechiu, H. Camblong, J.-M. Vinassa, L. Barelli, and S. Kreckelbergh, “Analysis and validation of a biogas hybrid SOFC/GT emulator,” in Intelligent Energy Systems (IWIES), pp. 93–98, 2014.
- I. Vechiu, S. Baudoin, H. Camblong, J.-M. Vinassa, and S. Kreckelbergh, “Control of a Solid Oxide Fuel Cell / Gas MicroTurbine hybrid system using a multilevel convertor”, in Power Electronics and Applications (EPE'15-ECCE Europe), 2015
- (soumis à Applied Energy) : S. Baudoin, I. Vechiu, H. Camblong, J.-M. Vinassa, L. Barelli, “Sizing and control of a Solid Oxide Fuel Cell / Gas microTurbine hybrid power system using a unique inverter for rural microgrid integration”

Consommation électrique d'un village rural : les Chalets d'Irati

A.1 Description du site

Les chalets d'Irati sont situés dans les Pyrénées-Atlantiques, à proximité de la frontière espagnole, à une altitude de 1500 m. L'activité du site est principalement touristique (ski nordique et randonnée). Le site compte près de 20000 visiteurs à l'année, 40 chalets avec une capacité totale de 313 personnes.

La Figure A-1: Carte du site des Chalets d'Irati illustre les chalets qui sont alimentés par deux Postes de Transformation (PT): Hegi-Xuri et Bagargi. Le PT Hegi-Xuri alimente le bâtiment principal et quelques chalets (partie orange de la Figure A-1). Les chalets restants (les plus nombreux), le restaurant, l'épicerie sont alimentés par le PT de Bagargi (partie bleu). La ligne électrique qui alimente le site vient du village de Larrau, situé à 11km par la route.



Figure A-1: Carte du site des Chalets d'Irati

A.2 Consommation électrique

Dans le cadre du projet RURALGRID, des mesures de la puissance consommée par les Chalets d'Irati ont pu être réalisés pour les deux postes de transformation du site : Bagargi et Hegi-Xuri. Les points de mesures utilisés sont des mesures qu'ERDF réalise toutes les 10 minutes afin de connaître la puissance moyenne appelée par le réseau sur ces 10 minutes.

Les données de consommations électriques ont pu être mesurées durant certaines périodes de l'année. Les données manquantes ont été estimées par une méthode statistique de régression linéaire multiple. La consommation réelle ainsi que celle estimée durant les absences de mesures sont représentées sur la Figure A-2. A l'aide de ces mesures, la charge moyenne ainsi que ses variations caractéristiques ont été calculées par chacun des PT (Tableau A.1)

PT	Nombre de point	Charge moyenne (kW)	Puissance max (kW)	Ecart-type (kW)	Variance (kW)
Bagargi	50 777	48.61	160	24.56	603.13
Hegi-Xuri	45 414	27.32	90	16.61	275.8

Tableau A.1 : Caractéristique des mesures de la consommation électrique du site

A.2 Consommation électrique

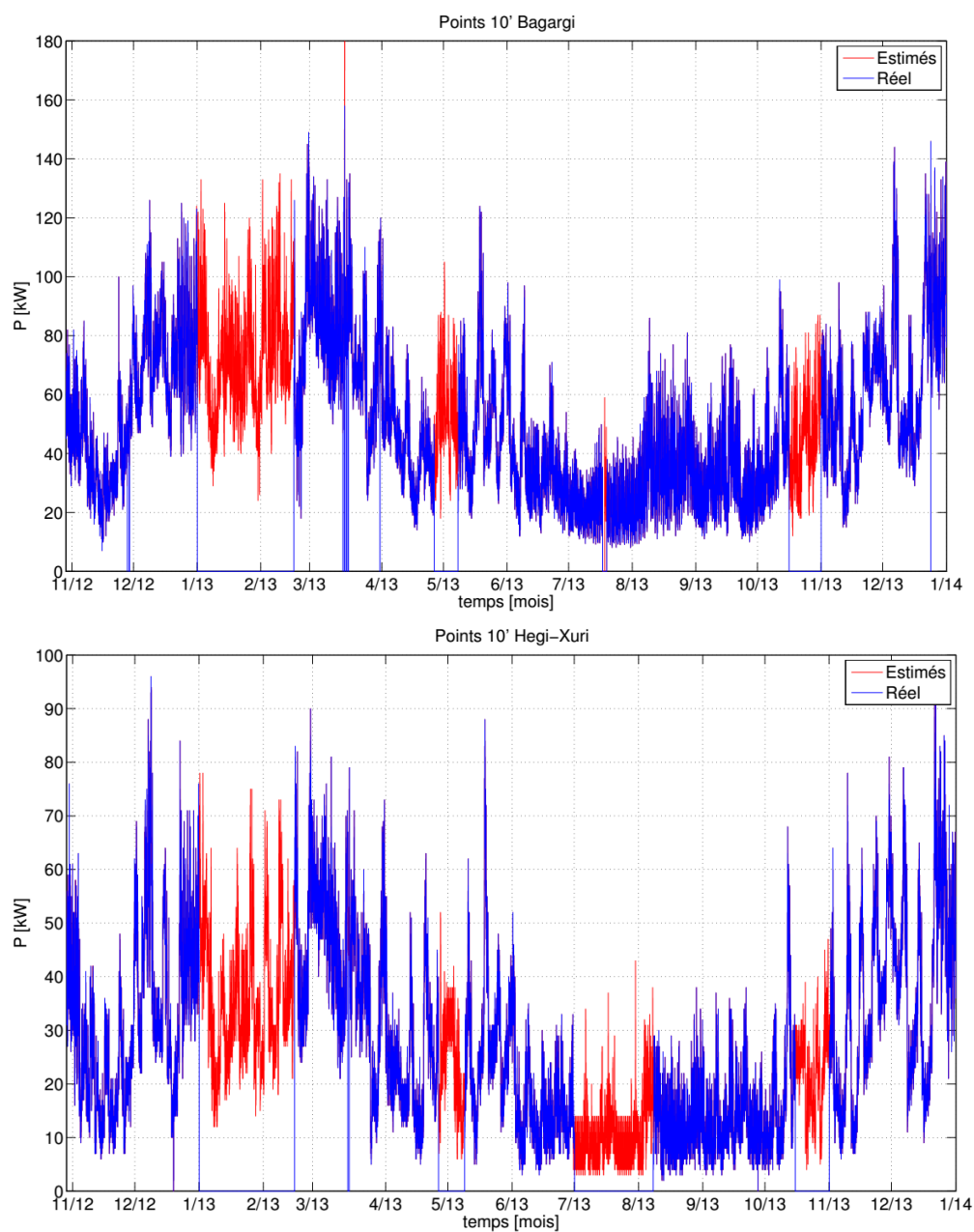


Figure A-2: Evolution de la consommation électrique avec estimation des données manquantes

Résultats de l'identification du modèle de commande de la puissance de la SOFC et de son correcteur

B.1 Résultats de l'identification

En injectant comme entrée une SBPA (en bleu, Figure B-1), on mesure une puissance de la SOFC, représentée en noir. Pour procéder à l'identification du modèle, on retranche la composante continue du signal mesuré (60KW). Le signal obtenu est divisé en deux parties : une partie pour estimer la fonction de transfert du modèle (en rouge), et une autre partie pour comparer les résultats obtenus par identification avec de nouvelles valeurs (en bleu ciel).

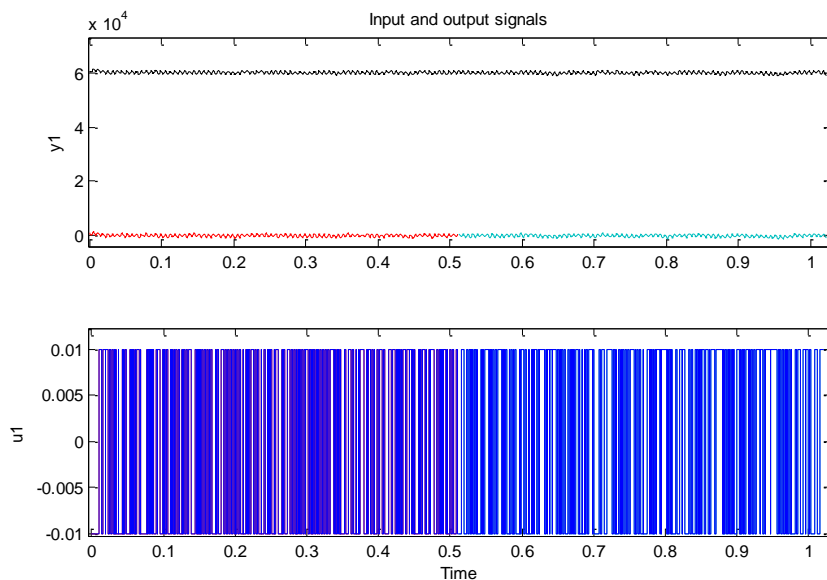


Figure B-1: Signaux d'entrées (u1) et de sorties (y1) utilisés pour l'identification

En commençant par une fonction de transfert du premier ordre, on augmente les degrés des polynômes du numérateur et du dénominateur en testant à chaque fois la fiabilité du modèle avec les données mesurées.

Alors qu'une fonction du 2nd ordre correspond aux données mesurées avec une précision de seulement 15%, celle du 3^{ème} ordre résulte d'une précision de 80.85%. Cette fonction de transfert est alors choisie comme modèle de commande. Les données estimées avec cette fonction sont comparées aux données réelles sur la Figure B-2.

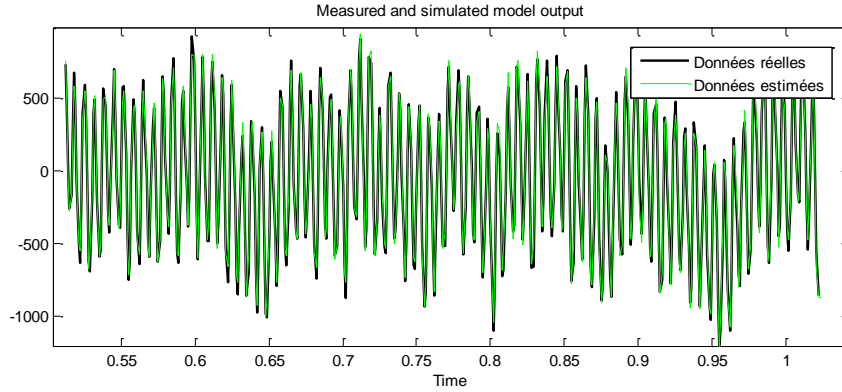


Figure B-2: Données estimées par la fonction de transfert obtenu par identification, comparées aux données réelles

B.2 Paramètres du correcteur

Les valeurs des polynômes R, S, T, B_m, et A_m constituant le correcteur conçu pour réguler la puissance de la SOFC sont explicité dans le Tableau B-1.

	z^0	z^{-1}	z^{-2}	z^{-3}	z^{-4}
R	0.4231	-0.9573	0.9474	-0.3579	0
S	-7521	16138	-16078	7461	0
T	1	-2.6534	3.1784	-2.0133	0.5437
B _m	0.2592	0	0	0	0
A _m	1	-0.7408	0	0	0

Tableau B-1 : Paramètres du correcteur de la puissance de la SOFC

Correcteurs côté CA : paramètres en simulation et conception pour l'expérimentation

La conception de la commande AC a été détaillée dans le Chapitre 5. Les paramètres des correcteurs conçu sont donnés la première partie cette annexe. Les résultats expérimentaux présentés dans la thèse ont été réalisés à puissance réduite. Les valeurs des paramètres du modèle de commande étant sensiblement modifiés, les correcteurs ont été reconçus, en appliquant la même méthode. Les principaux résultats obtenus pour cette conception sont données dans la deuxième partie de cette annexe.

C.1 Paramètres du correcteur pour la simulation

Les paramètres des polynômes du correcteur de la boucle interne sont donnés dans le Tableau C-1 et ceux de la boucle externe dans le Tableau C-2

	z^0	z^{-1}	z^{-2}	z^{-3}	z^{-4}	z^{-5}
R	-4,7e-5	0,0028	-0,0012	-6,7e-5	2,9e-6	3,9e-7
S	1	-0,47	-0,50	-0,028	0,0030	7,72e-5
T	0.0033	-0.0018	0	0	0	0
Bm	0.45	0	0	0	0	0
Am	1	-0.55	0	0	0	0

Tableau C-1 : Paramètres du correcteur de la boucle interne

	z^0	z^{-1}	z^{-2}	z^{-3}	z^{-4}	z^{-5}	z^{-6}
R	0.84	-0.36	-0.047	-0.0021	0	0	0
S	1	-0,11	-0,052	-0,42	-0,34	-0,064	-0,004
T	0,94	-0,52	0	0	0	0	0
Bm	0.45	0	0	0	0	0	0
Am	1	-0.55	0	0	0	0	0

Tableau C-2 : Paramètres du correcteur de la boucle externe

C.2 Conception de la commande pour les tests expérimentaux

Les performances dynamiques désirées de la boucle interne restent les mêmes qu'en simulation, c'est-à-dire un comportement du 1^{er} ordre avec un temps de réponse de 1 ms. Par contre, le temps de réponse à 5% souhaité en BF pour la boucle externe est de 2 ms, c'est-à-dire deux fois supérieur qu'en simulation.

C.2.1 Boucle interne

La fréquence du filtre LCL dimensionné pour les tests expérimentaux (2.05 kHz) est plus élevée qu'en simulation (1.51kHz). La fréquence d'échantillonnage choisie pour la simulation (5kHz) est cependant toujours valable.

Le filtre anti repliement reste inchangé. A la fréquence de résonance du filtre LCL (12.9 krad/s), le filtre anti-repliement atténue seulement de -0.5 dB, ce qui est acceptable pour ne pas modifier les signaux mesurés à cette fréquence. Les conditions pour la fréquence de commutation restant les mêmes, on la choisit à 6 kHz pour le cas expérimental.

Le modèle de commande obtenu avec les valeurs des charges mises à l'échelle et le filtre LCL expérimental est donné par l'équation (C.1).

$$G_{id}(R_{c1}) \cdot Fi_{CA} = \frac{1.43z^{-1} + 6.94z^{-2} + 4.1z^{-3} + 0.416z^{-4} + 0.0068z^{-5}}{1 + 0.695z^{-1} + 0.318z^{-2} - 0.049z^{-3} - 0.0076z^{-4} + 0.00036z^{-5}} \quad (C.1)$$

Le modèle de commande contenant un zéro instable (Figure C-1) on utilise la méthode de « Placement de pôles avec calibrage de la fonction de sensibilité ». On spécifie un comportement dynamique désiré du premier ordre avec un temps de réponse de 1 ms. Des pôles auxiliaires amortis ($\xi = 0.4$) ont été ajoutés, afin de réduire le gain de la fonction de sensibilité à la fréquence d'échantillonnage, et ainsi obtenir de meilleures marges de robustesses. On obtient une marge de module de -4.0 dB et une marge de retard de $3.2 \times T_{e(CA)}$

C.2 Conception de la commande pour les tests expérimentaux

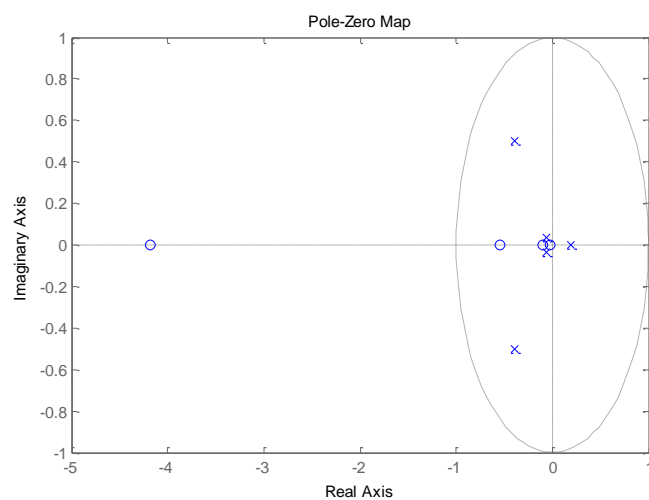


Figure C-1: Pôles et zéros du modèle de commande de la boucle interne expérimentale

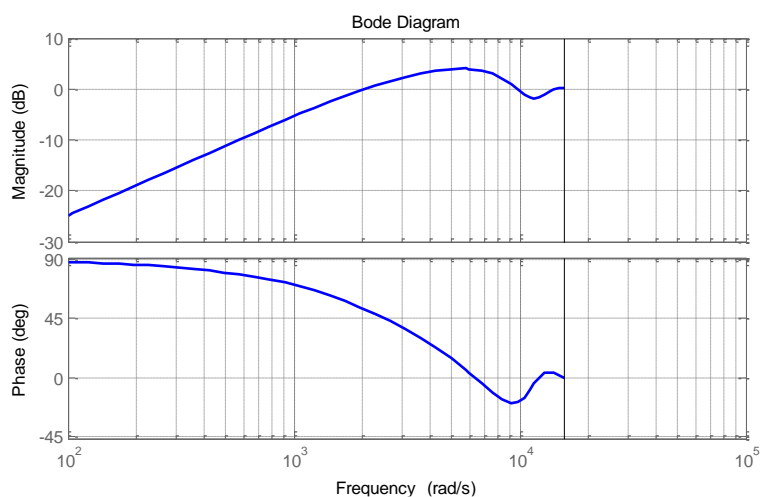


Figure C-2: Diagramme de Bode de la fonction de sensibilité S_{yp} de la boucle interne expérimentale

	z^0	z^{-1}	z^{-2}	z^{-3}	z^{-4}	z^{-5}
R	0,047	0,032	-0,025	0,0010	3,2e-4	1,8e-5
S	1	-0,762	-0,39	0,13	0,019	3,5e-4
T	0,077	7,3e-5	-0,017	-0,0034	0	0
Bm	0.39	0	0	0	0	0
Am	1	-0.61	0	0	0	0

Tableau C-3 : Paramètres du correcteur de la boucle interne pour la partie expérimentale

C.2.1 Boucle externe

Le modèle de commande obtenu avec les paramètres expérimentaux pour la boucle externe est donné par l'équation (C.2).

$$\frac{G_{vd}(R_{c3}) \cdot Fi_{CA}}{1 - 0.27z^{-1} - 0.34z^{-2} - 0.01z^{-3} + 0.14z^{-4} - 0.05z^{-5} + 0.01z^{-6} + 0.003z^{-7} + 0.0004z^{-8} + 1.66e-5z^{-9}} \quad (C.2)$$

Le modèle de commande contenant toujours un zéro instable (Figure C-3) on utilise la méthode de « Placement de pôles avec calibrage de la fonction de sensibilité ». On spécifie un comportement dynamique désiré du premier ordre avec un temps de réponse de 2 ms pour la régulation, et un comportement du premier ordre avec un temps de réponse de 10 ms pour la poursuite. Il n'est pas nécessaire d'ajouter des pôles auxiliaires dans ce cas. On obtient une marge de module de -3.8 dB et une marge de retard de $6xT_{e(CA)}$.

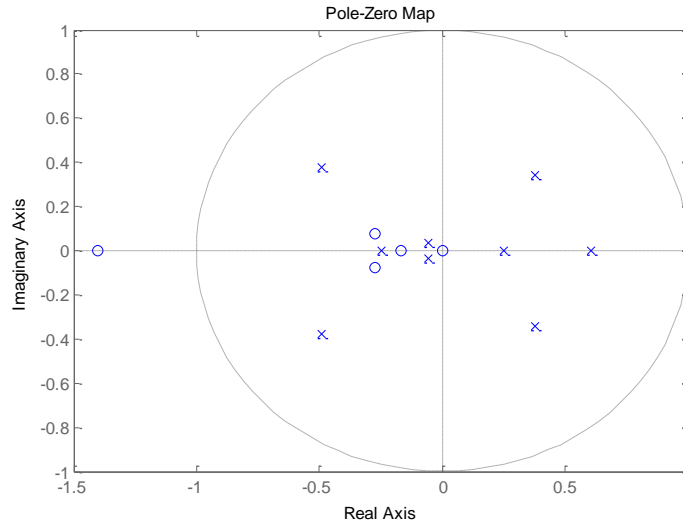


Figure C-3: Pôles et zéros du modèle de commande de la boucle interne expérimentale

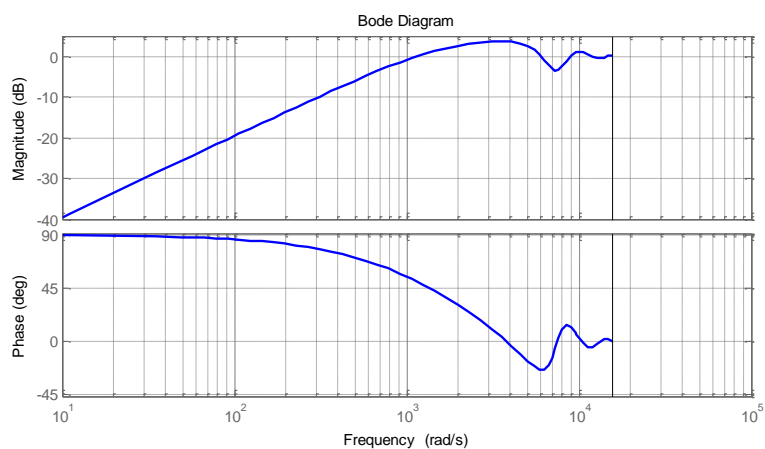


Figure C-4: Diagramme de Bode de la fonction de sensibilité Syp de la boucle externe expérimentale

	z^0	z^{-1}	z^{-2}	z^{-3}	z^{-4}	z^{-5}	z^{-6}	z^{-7}	z^{-8}	z^{-9}
R	0,0039	0,0039	0,0061	-0,015	0,008	-0,0006	-0,0007	8,9e-5	1,5e-5	7,4e-7
S	1	-0,47	0,17	-0,25	-0,33	-0,09	-0,009	-2e-14	9e-16	1e-17
T	0,022	-0.016	0	0	0	0	0	0	0	0
Bm	0,058	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Am	1	-0,94	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau C-4 : Paramètres du correcteur de la boucle externe pour la partie expérimentale